# 3/16

# Principes van Phase Locked Loop (PLL)

## Inhoud

# 3/16.1 Inleiding

**Een oud principe met steeds meer toepassingen**

Er zal wel geen hobby elektronicus te vinden zijn die de kreet "PLL" nog nooit gehoord heeft. Zelfs moderne wekkerradio's van nog geen *f* 100,00 pronken met het opschrift "PLL synthesizer tuner".

"PLL" is een techniek die steeds meer gebruikt wordt in alle technieken der elektronica. Letterlijk vertaald betekent "Phase Locked Loop" "fasevergrendelde lus". Zo'n vergrendelde lus kan gebruikt worden om de frequentie of de fase van twee sinusvormige wisselspanningssignalen aan elkaar te vergrendelen. Dat wil zeggen dat als de frequentie of de fase van het eerste signaal varieert de schakeling de frequentie of de fase van het tweede signaal automatisch aan de variatie van het eerste signaal zal aanpassen.

**Een voorbeeld**

Men zou zich natuurlijk onmiddellijk de vraag kunnen stellen waarom het dan nodig is twee verschillende signalen te hebben! Een eenvoudig voorbeeldje maakt duidelijk waarom PLL zo belangrijk en nuttig is.

Stel dat men een filmprojector synchroon wil laten lopen met een bandrecorder. Een vaak toegepaste techniek is op de band een ultrasoon signaaltje met een frequentie van bijvoorbeeld 19,5 kHz op te nemen. Dat wordt bij de weergave uit het geluidssignaal gefilterd, versterkt en gebruikt om de snelheid van de projector motor te sturen. Iedere kleine afwijking in de snelheid van de recorder heeft dus onmiddellijk tot gevolg dat de projector ook sneller of trager gaat lopen en dat het tijdsynchrone verband tussen beeld en geluid blijft bestaan. Maar banden vertonen af en toe drop-out's waardoor het signaal eventjes wegvalt. Zonder speciale maatregelen zou daardoor de synchrone loop van de twee motoren toch verstoord worden.

Wat men dan doet is het van de band gefilterde 19,5 kHz signaal in een PLL-schakeling koppelen aan het signaal van een spanningsgestuurde oscillator die ook op 19,5 kHz staat ingesteld. De PLL zorgt er dan voor dat het signaal van deze oscillator star gekoppeld wordt aan de frequentie van het ontvangen referentiesignaal van de band. Als dat signaal even wegvalt door een drop-out in de band zal de plaatselijke oscillator blijven oscilleren op 19,5 kHz, zodat de motor van de projector normaal blijft doorlopen en het synchrone verband tussen beide apparaten niet verloren gaat.

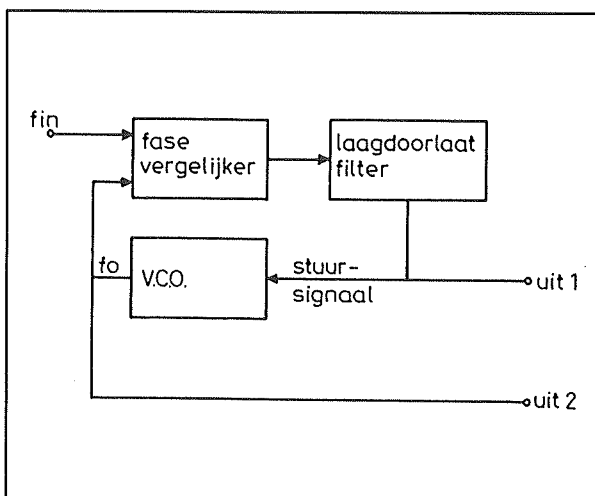
De PLL-schakeling zorgt er dus voor dat de plaatselijke oscillator op langere termijn gesynchroniseerd blijft lopen met de referentiefrequentie van het bandsignaal,

**16.1 Inleiding**

maar dat korte onderbrekingen van deze synchroon-sturing worden overbrugd.

**Het principe van PLL**

Heel algemeen gesteld is een PLL een schakeling die een signaal opwekt waarvan de frequentie en/of de fase gelijk zijn aan dezelfde grootheden van een ingangssignaal. Varieert de frequentie of de fase van het ingangssignaal, dan zal de PLL zijn eigen frequentie of fase onmiddellijk aanpassen, zodat de fase- of frequentie-gelijkheid bewaard blijft.
Het blokschema van een PLL is getekend in figuur 3/16.1-1.
Hart van de schakeling is een VCO, een spanningsgestuurde oscillator. Deze wekt een uitgangssignaal fo op, waarvan de frequentie wordt bepaald door een stuurspanning op de ingang van de VCO. Het uitgangssignaal van deze VCO wordt in een zogenaamde fasevergelijker vergeleken met de frequentie van het ingangssignaal van de PLL. Deze vergelijker zal een gelijkspanning opwekken, waarvan de waarde en de polariteit recht evenredig zijn met het frequentie- of faseverschil tussen beide ingangssignalen.




**Figuur 3/16.1-1:** Het principiële blokschema van een Phase Locked Loop.

Het uitgangssignaal van deze fasevergelijker is echter in de meeste gevallen een blokpuls en is niet zonder meer geschikt voor het besturen van de VCO, die immers met een gelijkspanning bestuurd wil worden. Vandaar dat er tussen beide schakelingen een laagdoorlaatfilter is opgenomen, dat de blokspanning op de uitgang van de fasecomparator omzet in een mooie gelijkspanning. Met deze gelijkspanning wordt de frequentie van de VCO geregeld.
Een PLL is dus een in zichzelf teruggekoppeld systeem, waarbij de terugkoppeling er voor zorgt dat iedere wijziging in fase of frequentie van het ingangssignaal onmiddellijk wordt teruggekoppeld naar de eigen VCO. Deze past zijn eigen frequentie of fase aan, de gelijkheid tussen beide grootheden wordt hersteld.

**Twee nuttige uitgangen**

Een PLL levert twee uitgangssignalen.
Op de eerste plaats het signaal van de VCO, in de meeste gevallen een mooie blokspanning met een frequentie en fase gelijk aan die van de frequentie en fase van het ingangssignaal. Deze uitgang wordt gebruikt als de PLL bijvoorbeeld wordt ingezet om de frequentie van een door een enorme hoeveelheid ruis verstoord signaal terug te winnen. Dergelijke toepassingen worden in het algemeen "signal conditioning" genoemd, het weer in conditie brengen van een niet zo mooi signaal. Let wel dat dus niet dat originele signaal wordt opgeknapt, maar dat de PLL een tweede signaal opwekt met dezelfde frequentie en fase als het verminkte signaal!

Op de tweede plaats kan men de uitgangsspanning van het filter gebruiken. Deze gelijkspanning kan gebruikt worden als

**16.1 Inleiding**

het de bedoeling van de PLL is een frequentie-afwijking van een signaal te detecteren.

**Enige toepassingen van PLL's**
Hoewel in een van de volgende hoofdstukken uitvoerig zal worden ingegaan op de praktische toepassingen van PLL-schakelingen wordt hier een kort overzicht gegeven van een aantal PLL-applicaties.

**FM-demodulatie**
De VCO wordt dan afgeregeld op de draaggolf frequentie van het te demoduleren signaal. Iedere afwijking van deze frequentie van het ingangssignaal, als gevolg van de FM-modulatie, levert dan een afwijking op in de stuurspanning van de VCO.
Dit signaal is proportioneel aan de frequentie-deviatie en is dus in feite een representatie van het modulatie-signaal dat op de draaggolf werd gemoduleerd. Op deze eenvoudige manier kan men, zonder gebruik te maken van dure en grote spoelen, FM-gemoduleerde signalen terug winnen. Een principe waarvan in iedere moderne FM-ontvanger gebruik wordt gemaakt, zowel in de eigenlijke detectie als in de stereo-demodulator!

**FSK-demodulatie**
FSK is een systeem waarbij digitale signalen worden omgezet in wisselspanningen. Een overgang van een "L" naar een "H" en vice versa wordt op de wisselspanning gemoduleerd door de fase van dat signaal 180° in fase te draaien. Doordat een PLL in staat is faseverschuivingen te detecteren kan een dergelijke schakeling worden ingezet om de digitale informatie weer uit de in fase gemoduleerde wisselspanning te herwinnen.

**Toon-decodering**
Een andere methode die vaak wordt gebruikt om digitale signalen langs bijvoorbeeld een telefoonlijn te versturen is het omzetten van de "L"- en "H"-niveaus in een signaal met twee verschillende frequenties. Dat systeem wordt tegenwoordig toegepast bij alle modem-protocollen. De PLL is de voor de hand liggende schakeling om deze frequentieverschillen te detecteren en weer om te zetten in een bruikbaar digitaal signaal.

**Frequentie-vermenigvuldiging**
Door het uitbreiden van de basisschakeling met een aantal frequentiedelers ontstaat een systeem waarmee men de frequentie van een ingangssignaal met een bepaalde factor kan vermenigvuldigen. Zo kan men bijvoorbeeld uit de nauwkeurige frequentie van een ijkkristal een heleboel frequenties afleiden, die allemaal dezelfde nauwkeurigheid hebben als de basisfrequentie. Deze toepassing, die bekend staat onder de naam "frequentie-synthese" wordt tegenwoordig vaak gebruikt bij het afstemmen van TV- en FM-ontvangers op een zender. Vandaar dan ook de reeds genoemde kreet "PLL synthesizer tuner".

**Afgestemde filters**
Met een uitgebreide PLL-schakeling kan men filters opbouwen met zeer steile doorlaat- of sperbanden. Als het noodzakelijk is kan men op een dergelijke manier banddoorlaatfilters ontwerpen met een bandbreedte van slechts enige tientallen Hz, iets dat met normale filtertechnieken absoluut onmogelijk is.

**Signal conditioning**
Zoals reeds vermeld is dat een zeer belangrijke toepassing van PLL's, waarmee het

## 16.1 Inleiding

mogelijk is een signaal terug te winnen uit een ruissignaal dat veel groter is dan het signaal zelf.

**Hoe het verder gaat**

Na deze korte kennismaking met het begrip "PLL" in dit hoofdstuk zal in de volgende hoofdstukken aan de orde komen:

- Hoofdstuk 3/16.2
  Grafische verklaring van het principe, waarin de werking van de basis PLL-schakeling op een unieke niet wiskundige maar grafische manier verduidelijkt zal worden.
- Hoofdstuk 3/16.3
  Alternatieve PLL-schakelingen, waarin andere oplossingen voor de realisatie van een PLL-systeem zullen besproken worden.
- Hoofdstuk 3/16.4
  Toepassingen van PLL-schakelingen, waarin aan de hand van talrijke praktische voorbeelden het invoegen van PLL-schakelingen in elektronische systemen zal worden besproken.

Tot slot wordt nog verwezen naar hoofdstuk 6/6.16, waarin tientallen PLL-IC's van de belangrijkste fabrikanten in het kort besproken zullen worden.

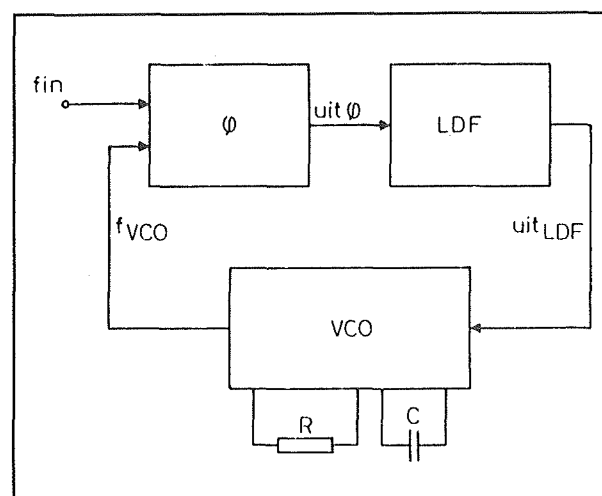
# 3/16.2

# Grafische verklaring van het principe

## Inleiding

**De principiële schakeling**
Zoals reeds gezegd bestaat de meest principiële PLL-schakeling uit slechts drie blokken:
- een fasevergelijker aan de ingang;
- een laagdoorlaatfilter;
- een spanningsgestuurde oscillator.

Deze drie blokken zijn op de in figuur 3/16.2-1 geschetste manier met elkaar verbonden. Deze basis-opzet is specifiek voor een PLL en zal steeds worden teruggevonden, hoe ingewikkeld de schakeling ook is.
In de volgende subkopjes wordt de werking van deze blokken eerst afzonderlijk besproken, nadien zullen deze in hun teruggekoppelde situatie worden beschreven. Aan deze terugkoppeling dankt een PLL immers zijn unieke eigenschappen!



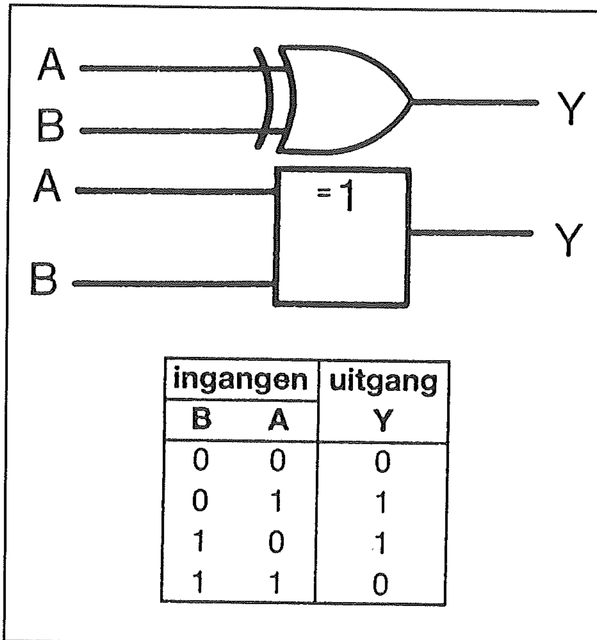
**Figuur 3/16.2-1:** De meest principiële schakeling van een phase locked loop.

## De fase-vergelijker

**De fasevergelijker zonder filter**
In de meest eenvoudige uitvoering bestaat de fasevergelijker van een PLL uit niets meer dan een eenvoudige EXOR-poort. De symbolen en de waarheidstabel van een dergelijke digitale schakeling zijn getekend in figuur 3/16.2-2.

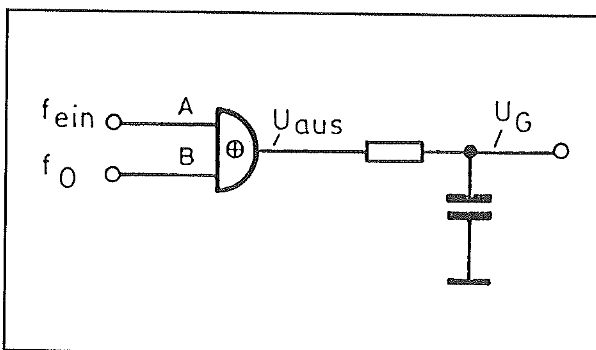
De fundamentele eigenschap van een EXOR-poort is dat de uitgang "H" is als beide ingangen aan elkaar gelijk zijn.
Het zal duidelijk dat het dank zij deze eigenschap mogelijk is de frequentie en/of de fase van twee signalen met elkaar te vergelijken. Als aan beide ingangen blokvormige signalen liggen die precies dezelfde frequentie hebben, maar die ook nog eens in fase verlopen, dan zullen beide ingangen steeds dezelfde waarde hebben, namelijk of "L", of "H". De uitgang van de poort zal dan steeds "L" zijn. Bij de minste of geringste fase- of frequentie-afwijking tussen beide ingangssignalen zullen er momenten zijn dat de twee ingangen elkaars inverse zijn.

## 16.2 Grafische verklaring van het principe




| ingangen | | uitgang |
|---|---|---|
| B | A | Y |
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

**Figuur 3/16.2-2:** De symbolen en de waarheidstabel van een EXOR-poort.




**Figuur 3/16.2-3:** De EXOR-poort wordt gecombineerd met het meest eenvoudige laagdoorlaatfilter.

De uitgang reageert daarop door smalle positief gerichte pulsjes te genereren. De aanwezigheid van deze pulsjes duidt dus op een frequentie- of fase-ongelijkheid aan de ingang.

**De fasevergelijker met filter**
Het heeft weinig zin de werking van de EXOR in PLL-verband te bespreken zonder het laagdoorlaatfilter erbij te betrekken. In figuur 3/16.2-3 is de meest eenvoudige uitvoering van een dergelijk filter op de uitgang van de poort aangesloten. De poort wordt afgesloten met een weerstand R, na deze weerstand staat een condensator naar de massa geschakeld. In plaats van een laagdoorlaatfilter, wat het officieel is, zou men dit filter ook een afvlakker kunnen noemen.

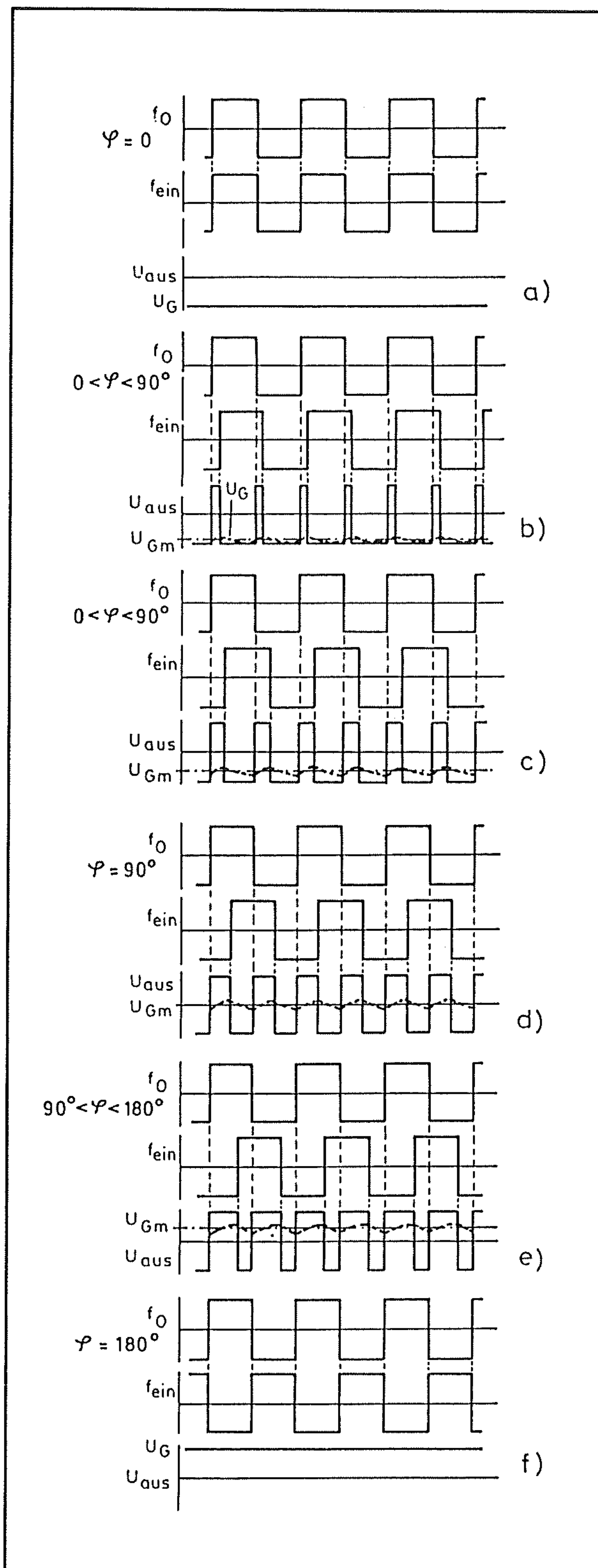
Als de uitgang van de poort "H" is zal de condensator tot deze spanning gaan opladen via de weerstand. Wordt de uitgang van de poort weer "L", dan zal de condensator naar deze lage spanning gaan ontladen via de weerstand R.
Als gevolg van dit op- en ontladen van de condensator zal over dit onderdeel een gemiddelde gelijkspanning ontstaan, waarvan de waarde en de polariteit worden bepaald door de verhouding in tijd tussen de "L"- en "H"-perioden op de uitgang van de poort.

**De werking grafisch toegelicht**
De werking van de combinatie EXOR-poort en laagdoorlaatfilter kan het best en eenvoudigst grafisch verklaard worden. In de grafieken van figuur 3/16.2-4 worden zes situaties vergeleken.

Bij het bestuderen van deze grafieken wordt er van uit gegaan dat een logische "H" overeen komt met een positieve spanning en een logische "L" met een negatieve spanning.

In de bovenste grafieken (a) bestaat er geen frequentie- en faseverschil tussen beide ingangssignalen van de poort.
De uitgang staat continu op "L", de condensator laadt zich tot deze negatieve spanning op. Het filter levert dus een grote negatieve gelijkspanning af.

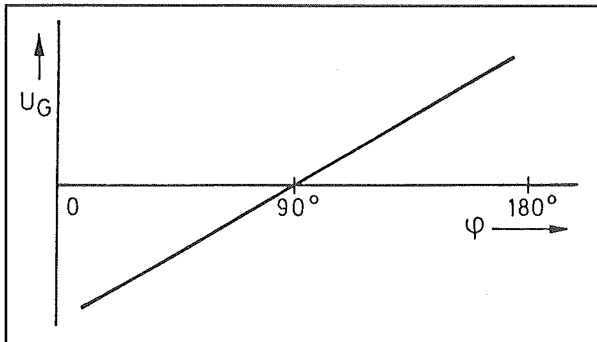
**16.2 Grafische verklaring van het principe**




**Figuur 3/16.2-4:** De werking van EXOR-poort plus laagdoorlaatfilter.

In de grafieken (b) bestaat er een kleine fase-verschuiving tussen beide signalen. Op de uitgang van de poort ontstaan smalle positieve pulsjes, het gevolg is dat de condensator zich tijdens deze pulsjes positief oplaadt. De gemiddelde spanning over de condensator wordt dus iets positiever, dus iets minder negatief dan in het geval van signalen in fase.
In de grafieken (c) neemt de faseverschuiving toe. Het gevolg is dat de positieve pulsen op de uitgang van de poort breder worden en de condensator zich meer oplaadt tussen de ontlaadperioden. De gemiddelde gelijkspanning over dat onderdeel wordt nog minder negatief.
In de grafieken (d) is de situatie getekend, waarbij er een faseverschil van precies 90° bestaat tussen beide ingangssignalen. Het gevolg is dat de pulsen op de uitgang van de poort symmetrische worden. De condensator kan zich nu even lang opladen als ontladen, met als logisch gevolg dat de gemiddelde spanning over dat onderdeel gelijk wordt aan 0 V.
In de grafieken (e) neemt de faseverschuiving nog meer toe. De positieve pulsen op de uitgang van de poort worden nu breder dan de negatieve, met als logisch gevolg dat de gemiddelde spanning over de condensator positief wordt.
Deze toestand is nog meer uitgesproken in de grafieken (f). Nu bestaat er een faseverschil van 180° tussen beide ingangsspanningen. De uitgang van de poort staat dan continu op "H", met als gevolg dat de condensator zich tot deze grote positieve spanning oplaadt.
Als men deze experimenten samenvat in een grafiek, waarin het verband wordt gegeven tussen de spanning over de condensator en de faseverschuiving tussen beide ingangssignalen, ontstaat het plaatje van figuur 3/16.2-5.

## 16.2 Grafische verklaring van het principe




**Figuur 3/16.2-5:** Het verband tussen de condensatorspanning en het faseverschil tussen beide ingangssignalen.

De spanning over de condensator stijgt lineair tussen een maximale negatieve waarde en een maximale positieve waarde als het faseverschil tussen beide ingangsspanningen toeneemt van 0° tot 180°. Bij een faseverschil van 90° staat over de condensator een spanning van 0 V.

**Het detecteren van frequentieverschillen**
Tot nu toe hebben beide ingangssignalen dezelfde frequentie, maar alleen een onderlinge faseverschuiving. Wat er gebeurt als de frequentie van beide signalen varieert is grafisch voorgesteld in de grafiek van figuur 3/16.2-6.

Een van de signalen heeft een constante frequentie $f_0$.
De bespreking start met gelijke, maar 90° in fase verschoven frequenties aan de ingang. De spanning over de condensator is dan 0 V.
Als de frequentie van het tweede signaal langzaam daalt (tijdstip $t_0$), zal men vaststellen dat de spanning over de condensator positief wordt. Dat is logisch, want de frequentie-afwijking heeft onmiddellijk een faseverschuiving tot gevolg.

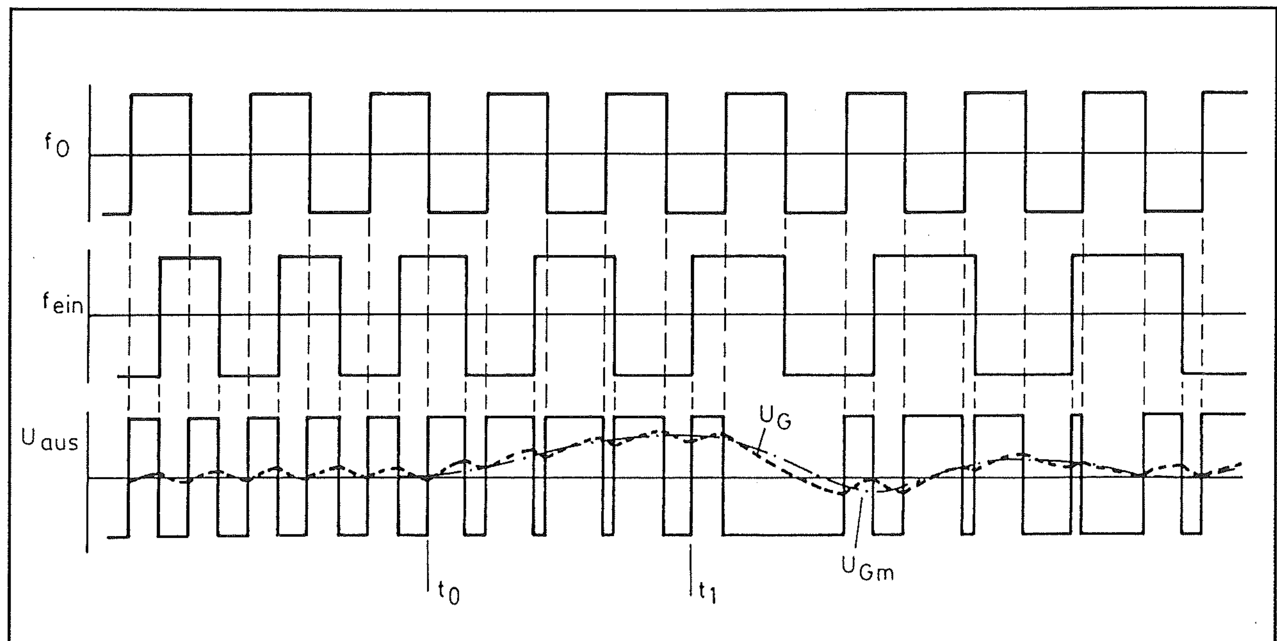
Maar als het frequentieverschil tussen beide signalen blijft stijgen zal men vaststellen dat op een bepaald moment, $t_1$ in de grafiek, de condensatorspanning niet verder toeneemt maar weer gaat dalen. Deze daling gaat zelfs vrij snel.
Dat is vrij logisch, want als de frequenties van beide ingangssignalen te ver uit elkaar lopen, dan zullen hun perioden zo asynchroon verlopen dat er het ene moment sprake is van een positief faseverschil en het andere moment van een negatief faseverschil.
De condensator zal afwisselend op- en ontladen, met als gevolg dat de gemiddelde spanning weer naar nul gaat.

Hetzelfde grafiekje zou men kunnen opstellen voor een ingangssignaal waarvan de frequentie groter wordt dan deze van het referentiesignaal. Men zou dan vaststellen dat er over de condensator dan weer een gelijkspanning wordt opgebouwd, maar nu een negatieve. Tot uiteraard het frequentieverschil te groot wordt en de condensatorspanning weer naar nul gaat.

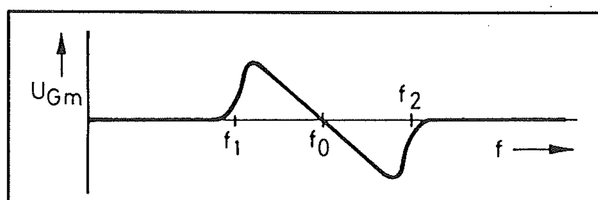
Het verband tussen de spanning over de condensator en de frequentie-afwijking van het tweede signaal ten opzichte van de vaste frequentie $f_0$ van het eerste signaal kan grafisch weergegeven worden door de grafiek van figuur 3/16.2-7.

Als de frequentie van het tweede signaal gelijk is aan de frequentie $f_0$ van het eerste signaal (maar met een faseverschuiving van 90°), dan levert het filter een spanning van 0 V af.
Varieert de frequentie van het tweede signaal rond de waarde $f_0$, dan zal er over de condensator een positieve of negatieve spanning verschijnen.

### 16.2 Grafische verklaring van het principe




**Figuur 3/16.2-6:** Het verloop van de condensatorspanning als de twee ingangssignalen afwijkende frequenties hebben.




**Figuur 3/16.2-7:** De relatie tussen de condensatorspanning en het frequentieverschil tussen beide ingangssignalen.

Maar deze verhouding gaat maar in een bepaald gebied op.
Stijgt de frequentie van het tweede signaal tot boven $f_2$, of daalt zij tot onder $f_1$, dan zakt de spanning over de condensator vrij snel terug tot 0 V.

Het gebied van $f_1$ tot $f_2$ noemt men het vanggebied van de schakeling. Een belangrijke eigenschap van iedere PLL-schakeling, waar nog op terug gekomen wordt.

# De VCO

### Principe

Spanningsgestuurde oscillatoren kunnen op verschillende manieren opgebouwd worden. Een van de eenvoudigste uitvoeringen is getekend in figuur 3/16.2-8.

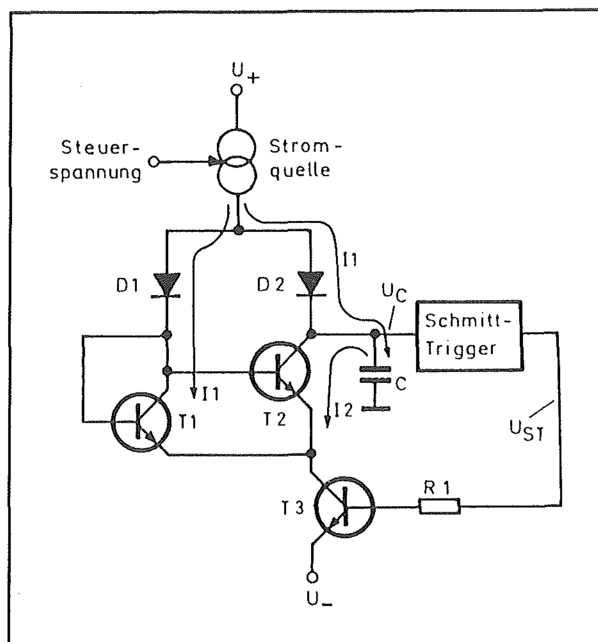
De schakeling bestaat uit een bestuurbare stroombron I, die zijn uitgangsstroom via twee dioden D1 en D2 kan afvoeren.
De werking van deze schakeling wordt verklaard aan de hand van de grafieken in figuur 3/16.2-9.

Belangrijk onderdeel is de condensator C. Deze wordt in eerste instantie opgeladen door de stroom I van de constante stroombron.
De spanning over de condensator gaat dus lineair stijgen. Op de condensator is echter een Schmitt-trigger aangesloten,

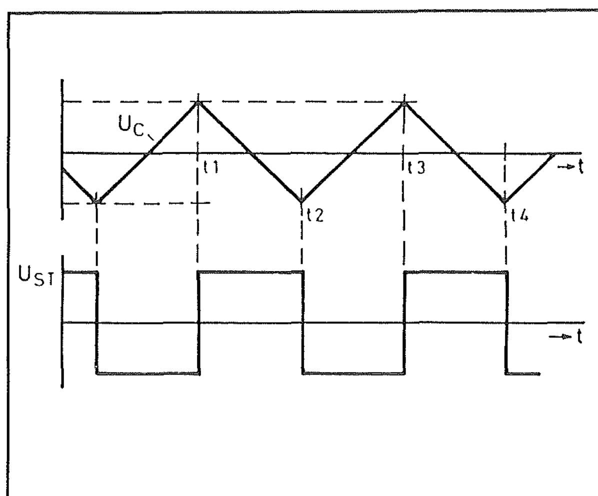
**16.2 Grafische verklaring van het principe**

met twee symmetrische omschakeldrempels.
Als de spanning over de condensator gelijk wordt aan de bovenste drempel, dan wordt de uitgang van de Schmitt-trigger "H".
Het gevolg is dat de transistor T3 in geleiding wordt gestuurd.
De stroom van de stuurbare stroombron wordt nu via de geleidende transistor T1 afgevoerd naar de negatieve voedingsaansluiting. De basis-emitter juncties van de transistoren T1 en T2 zijn echter parallel geschakeld. Het gevolg is dat beide transistoren even zeer in geleiding worden gestuurd en dat door T2 een stroom zal vloeien die precies even groot is als de stroom die door T1 vloeit. Deze stroom kan alleen maar afkomstig zijn van de condensator.
De condensator gaat zich dus ontladen met een stroom I2 die gelijk is aan de stroom die door T1 vloeit.
Omdat deze stroom volledig bepaald wordt door de bestuurbare stroombron zal de condensator met een zelfde stroom ontladen als waarmee hij daarvoor geladen werd.
Het gevolg is dat de condensatorspanning even snel lineair gaat dalen als hij daarvoor gestegen is.
Dit proces gaat door totdat de condensatorspanning gelijk wordt aan de onderste drempel van de Schmitt-trigger. De uitgang van dat blok wordt weer laag, transistor T3 spert, stuurt de twee andere transistoren ook in sper en de condensator kan weer opladen.
Het gevolg is dat over de condensator een driehoekvormige volledig symmetrische spanning ontstaat en dat op de uitgang van de Schmitt-trigger een vierkantspanning ontstaat, die uiteraard volledig synchroon verloopt met de zaagtand.

Deze blokspanning wordt gebruikt als de VCO wordt ingezet in een PLL.
De spanning stuurt één van de ingangen van de fasevergelijker en in de meeste gevallen wel deze die op een constante frequentie $f_0$ wordt ingesteld.




**Figuur 3/16.2-8:** Basis-schakeling van een VCO.



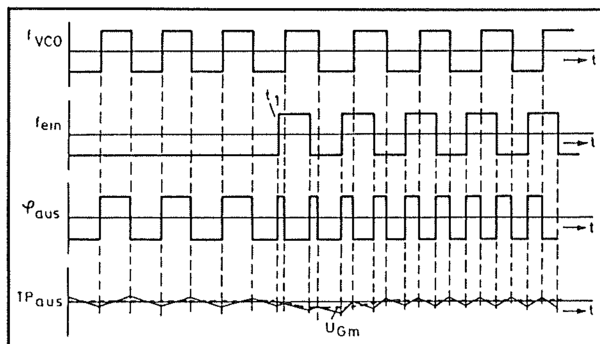

**Figuur 3/16.2-9:** Grafische verklaring van de werking van de VCO.

**16.2 Grafische verklaring van het principe**

# De werking van de PLL

**Inleiding**
Aan de hand van de tot nu toe vergaarde kennis kan de werking van het teruggekoppelde systeem fasevergelijker/filter/VCO verklaard worden. Ook dat gaat het gemakkelijkst op een grafische manier.

**De PLL met ingangssignaal met een frequentie $f_0$**
Wat er gebeurt als aan de ingang van de PLL een ingangssignaal met de eigen frequentie $f_0$ van de VCO wordt gelegd is getekend in figuur 3/16.2-10.




**Figuur 3/16.2-10:** De reaktie van een PLL als er opeens een ingangssignaal met frequentie $f_0$ verschijnt.

Voor tijdstip $t_0$ is er geen ingangssignaal aanwezig. De fasevergelijker wordt nu alleen gestuurd met de uitgangsspanning van de VCO. Op de uitgang verschijnt dus hetzelfde signaal, een symmetrische blokspanning. Deze spanning doorloopt het filter en wordt op de bekende manier omgezet in een gelijkspanning van 0 V. Deze spanning stuurt de VCO, maar daar de spanning 0 V is zal deze geen effect hebben op de frequentie. De VCO wekt zijn eigen frequentie $f_0$ op.

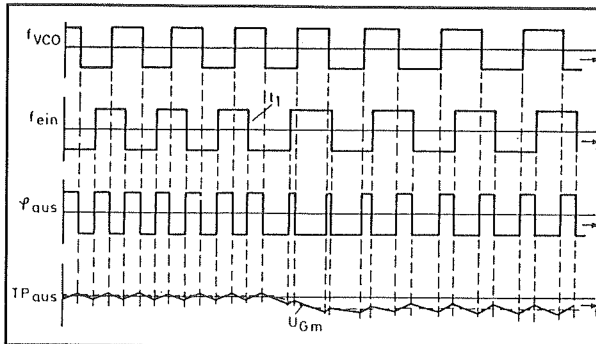
Op tijdstip $t_1$ verschijnt een ingangssignaal op de tweede ingang van de fasevergelijker met dezelfde frequentie $f_0$. Uiteraard bestaat er op dat moment een willekeurige faserelatie tussen beide signalen. Het gevolg is dat op de uitgang van de EXOR-poort smalle positieve of negatieve pulsen ontstaan.
De spanning over de condensator zal stijgen of dalen, afhankelijk van de faserelatie tussen beide signalen. Deze spanning stuurt de VCO. Het gevolg is dat de frequentie van het signaal van deze oscillator gaat stijgen of dalen. Door deze frequentiewijziging zal de faserelatie tussen beide signalen gaan veranderen. Het teruggekoppelde systeem zorgt er nu voor dat deze faserelatie zich zo zal instellen dat de regelspanning van de VCO weer nul wordt.
Zoals in de vorige paragraaf besproken is dat het geval als er een constante faserelatie van 90° tussen beide signalen ontstaat.

De PLL regelt dus de uitgangsfrequentie van de VCO zo dat aan de genoemde faserelatie voldaan is.

Besluit: als aan de ingang van de PLL een signaal wordt gelegd met een frequentie die gelijk is aan de eigen frequentie van de VCO van de PLL, dan zal de schakeling zichzelf zo regelen dat er een constant faseverschil ontstaat van 90° tussen het ingangssignaal en het uitgangssignaal van de VCO.

**De PLL met ingangssignaal met afwijkende frequentie**
Wat er gebeurt als aan de ingang van een PLL een signaal wordt gelegd met een frequentie die afwijkt van de eigen frequentie $f_0$ van de VCO van de PLL is getekend in figuur 3/16.2-11.

### 16.2 Grafische verklaring van het principe




**Figuur 3/16.2-11:** Het gedrag van een PLL als aan de ingang een signaal met van $f_0$ afwijkende frequentie wordt gelegd.

Tot voor tijdstip $t_1$ is de frequentie van het ingangssignaal gelijk aan $f_0$, de eigen frequentie van de VCO. De uitgangsspanning van het filter is nul, het systeem is in evenwicht.
Op tijdstip $t_1$ wordt de frequentie van het ingangssignaal gevarieerd.

Het gevolg is dat er een van 90° afwijkende faserelatie ontstaat tussen beide signalen en dat de fasevergelijker smalle positieve of negatieve pulsen gaat genereren.
Deze beïnvloeden de spanning over de condensator op de bekende manier, de gelijkspanning over de condensator neemt een van 0 V afwijkende waarde aan. Het gevolg is dat de VCO wordt gestuurd, zodat deze schakeling zijn frequentie gaat verhogen of verlagen.

Uit de grafieken volgt dat de PLL nu een nieuwe evenwichtstoestand opzoekt. De schakeling past zijn eigen frequentie aan aan deze van het ingangssignaal. Het gevolg is dat de VCO blijvend voorzien moet worden van een van nul afwijkend stuursignaal en dat de PLL een gelijkspanning genereert, die een maat is voor het frequentieverschil tussen $f_0$ en $f_1$, de nieuwe frequentie van het ingangssignaal.

# 3/16.3

# Alternatieve PLL-schakelingen

## Inleiding

**Alternatieve schakelingen**
In het vorige hoofdstuk werd de principiële PLL-schakeling besproken aan de hand van een EXOR-poort als fasevergelijker en een schema van een spanningsgestuurde oscillator (VCO), dat wordt toegepast in de PLL-IC's van Signetics (Philips).
Er zijn uiteraard heel andere schakelingen te bedenken, waarmee men dezelfde of zelfs betere resultaten kan bereiken. In dit hoofdstuk wordt een aantal van deze alternatieven besproken.

**De nadelen van de EXOR-methode**
De combinatie van EXOR-poort met laagdoorlaatfilter werkt uitstekend en er zijn dan ook tal van PLL-IC's die met deze schakeling werken.
Nadeel van de EXOR is echter dat deze schakeling met mooie digitale blokpulsen gestuurd moet worden. Stuurt men een EXOR met bijvoorbeeld sinusoidaal verlopende signalen, dan ontstaan grote problemen. Bovendien verlangt de EXOR-oplossing dat de signalen symmetrisch in de tijd verlopen. De blokpulsen moeten dus echt volledig vierkantvormig zijn!

Nu zal men in praktische toepassingen van PLL's vrijwel nooit de beschikking hebben over signalen die voldoen aan deze eisen. Bij een typische toepassing van een PLL, een schakeling waarmee men een FM-signaal kan demoduleren, wordt er aan de ingang van de PLL een vrijwel sinusoidaal verlopend signaal gelegd met een frequentie die varieert rond 10,7 MHz. Het is alles behalve eenvoudig om dergelijke signalen om te zetten in mooie blokvormige symmetrische spanningen.

Vandaar dat men een aantal alternatieve schakelingen heeft ontwikkeld, waarmee men de fase-comparator voor de PLL kan realiseren.
Deze hebben het voordeel dat men er rechtstreeks of niet blokvormige of niet tijd-symmetrische signalen kan op aansluiten. Deze schakelingen worden in het volgende subhoofdstuk besproken.

**Niet universele karakteristieken**
Belangrijk daarbij is dat het verband tussen de uitgangsspanning van het achter de fase-comparator geschakeld filter en de fase- en frequentie-relatie tussen beide ingangssignalen niet altijd gelijk is aan deze die besproken is bij het EXOR-systeem.
Nu is deze karakteristiek een zeer belangrijk gegeven van iedere PLL. Deze karakteristiek bepaalt immers hoe de VCO gestuurd moet worden.

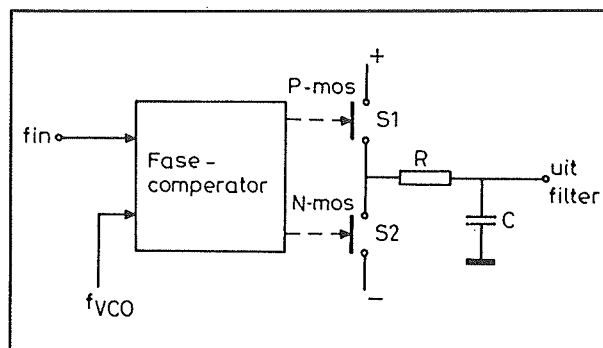
Maar daarnaast wordt bij tal van PLL-applicaties de uitgangsspanning van het filter rechtstreeks gebruikt om de fase- en frequentie-relatie tussen beide ingangssignalen te beoordelen. Men moet er bij het toepassen van PLL-IC's dus altijd goed op letten welke fase-comparator gebruikt wordt!

**Alternatieve VCO-schakelingen**
Ook voor de VCO zijn tal van schakelingen ontwikkeld, die in principe niet beter of slechter werken dan het in het vorige hoofdstuk behandelde voorbeeld. Voor de volledigheid zal een aantal van deze alternatieven aan de orde komen in dit hoofdstuk.

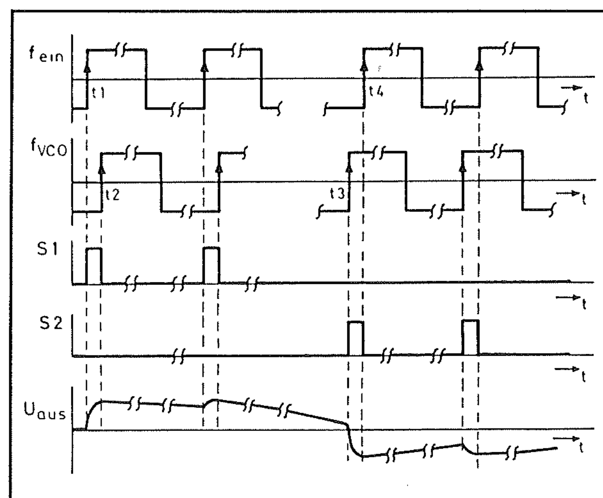
# Alternatieve fase-comparatoren

**De edge-controlled fase-comparator**
De edge-controlled fase-comparator is een schakeling die wel met digitale signalen gestuurd moet worden, maar waarbij het niet noodzakelijk is dat deze signalen symmetrisch in de tijd verlopen. Men kan dus twee smalle pulsjes aan deze schakeling aanbieden en het systeem zal toch keurig de fase en de frequentie van deze signalen gaan vergelijken.
Dat is een rechtstreeks gevolg van het feit dat deze schakeling alleen gevoelig is voor de voorflanken van de signalen. Het systeem meet als het ware het tijdverschil dat verloopt tussen de voorflank van het eerste signaal en de voorflank van het tweede signaal. Uit dit verschil en uit de volgorde van de flanken worden twee stuursignalen opgewekt, waarmee twee elektronische schakelaars worden gestuurd. Deze schakelaars laden de condensator van het filter op of ontladen dit onderdeel.

Het blokschema van het systeem is getekend in figuur 3/16.3-1, de werking wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/16.3-2.




**Figuur 3/16.3-1:** Het blokschema van een edge-controlled fase-vergelijker.




**Figuur 3/16.3-2:** De werking van de edge-controlled fase-vergelijker grafisch toegelicht.

De eigenlijke fase-comparator in het vierkante blokje is een vrij ingewikkelde schakeling die uit meer dan vier flip-flop's bestaat. De werking is gecompliceerd en vandaar dat hier alleen gekeken wordt

**16.3 Alternatieve PLL-schakelingen**

naar de manier waarop de twee elektronische schakelaars S1 en S2 gestuurd worden. Duidelijk is dat als S1 gesloten wordt de condensator C van het RC-filter zal opladen naar de positieve voedingsspanning. De uitgangsspanning van het filter zal dan stijgen. Als daarentegen S2 gesloten wordt, dan zal de condensator ontladen worden naar de negatieve voedingsspanning en zal de uitgangsspanning van het filter dalen of negatief worden.

Als de frequentie van het ingangssignaal vele malen kleiner is dan de frequentie van de VCO van de PLL, dan zal schakelaar S2 zowat continu gesloten worden. De condensator van het filter ontlaadt tot een negatieve spanning en in de gesloten lus van de PLL wordt deze spanning gebruikt om de frequentie van de VCO te verlagen.
Als de frequentie van het ingangssignaal vele malen hoger is dan deze van de eigen VCO, dan zal schakelaar S1 vrijwel continu sluiten.
De condensator van het filter wordt nu opgeladen tot een positieve spanning en deze spanning wordt gebruikt voor het verhogen van de eigen frequentie van de PLL-schakeling.

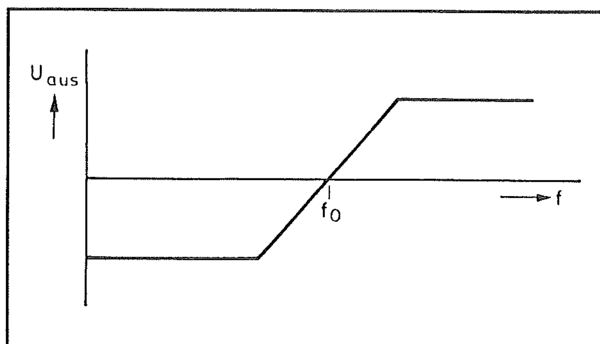
Als de frequentie van het ingangssignaal ongeveer gelijk wordt aan deze van de eigen VCO, dan zal de edge-controlled fase-vergelijker de onderlinge relatie van de voorflanken van de twee signalen gaan vergelijken.
Als de voorflank van het ingangssignaal het eerst komt, zoals getekend in de linker grafieken van figuur 3/16.3-2, dan zal schakelaar S1 gesloten worden.
Deze schakelaar sluit bij het verschijnen van de voorflank van het ingangssignaal en opent bij het verschijnen van de voorflank van het VCO-signaal. De condensator van het filter wordt dus opgeladen tot een positieve spanning, waarvan de grootte rechtstreeks afhankelijk is van het tijdverschil tussen beide voorflanken. Deze positieve spanning zorgt ervoor dat de frequentie van de eigen VCO iets wordt verhoogd, waardoor het faseverschil tussen beide signalen wordt verkleind of zelfs volledig verdwijnt.

Als de voorflank van het VCO-signaal het eerst verschijnt, zoals getekend in de rechter grafieken van figuur 3/16.3-2, dan zal schakelaar S2 gesloten worden. Ook nu opent deze schakelaar weer als de voorflank van het tweede signaal arriveert. De condensator wordt nu dus ontladen tot een negatieve spanning en deze stuurspanning zorgt ervoor dat de eigen frequentie van de VCO iets wordt verlaagd, zodat ook nu het faseverschil wordt weggeregeld.

Als er geen frequentie- en faseverschil tussen beide signalen aanwezig is, dan verschijnen beide voorflanken op precies hetzelfde moment en zal noch S1, noch S2 gestuurd worden. Over de condensator van het filter wordt geen spanning opgebouwd, de VCO zal oscilleren op zijn eigen frequentie.

Aan de hand van deze bespreking kan men vrij eenvoudig een grafiek opstellen, die het verband geeft tussen het frequentie- of fase-verschil en de uitgangsspanning van de fase-comparator. Deze grafiek is getekend in figuur 3/16.3-3 en ziet er zeer fundamenteel anders uit dan dezelfde grafiek van het EXOR-systeem!
Als de beide signalen dezelfde frequentie hebben en bovendien in fase zijn, dan wekt een edge-controlled fase-comparator een uitgangsspanning van 0 V op!

## 16.3 Alternatieve PLL-schakelingen



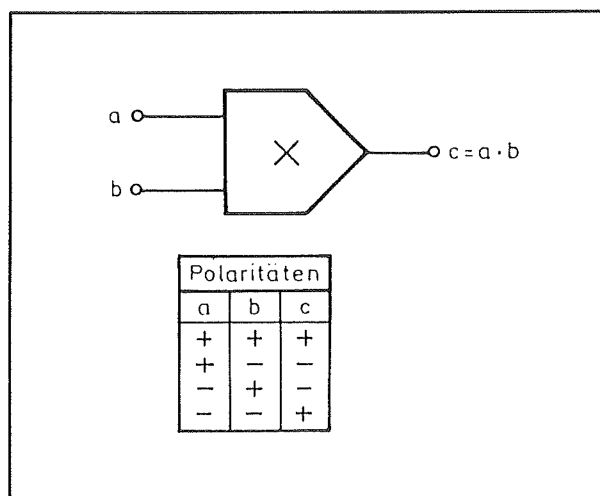

**Figuur 3/16.3-3:** Het verband tussen de uitgangsspanning van het filter en de frequentie- en fase-verhouding van de twee ingangssignalen.

Een PLL, uitgerust met een dergelijke fase-comparator, zal er dan ook steeds voor zorgen dat zowel de frequentie als de fase van beide signalen aan elkaar gelijk zijn.

Een tweede verschil met het EXOR-systeem is dat de VCO op zijn minimale frequentie zal oscilleren als er geen ingangssignaal wordt aangelegd. De uitgangsspanning van het filter is dan immers maximaal negatief. Deze minimale frequentie wordt bepaald door het regelbereik van de VCO en door de maximale negatieve spanning die uit het filter komt.

### De analoge vermenigvuldiger als fase-comparator

Een analoge vermenigvuldiger is een zeer complexe analoge schakeling, die in staat is de wiskundige bewerking:
C = A x B
uit te voeren.
Hierbij zijn A en B de momentele waarden van twee analoge ingangsspanningen en C de momentele productwaarde van die twee ingangsgrootheden.
De schakeling houdt rekening met de algebraïsche tekenwetten. Als dus de ene spanning positief is en de andere negatief, dan zal ook het product C negatief zijn. Maar als beide ingangsspanningen negatief zijn, dan zal het product positief zijn. Deze eigenschappen en het algemeen symbool van de analoge vermenigvuldiger zijn samengevat in figuur 3/16.3-4.

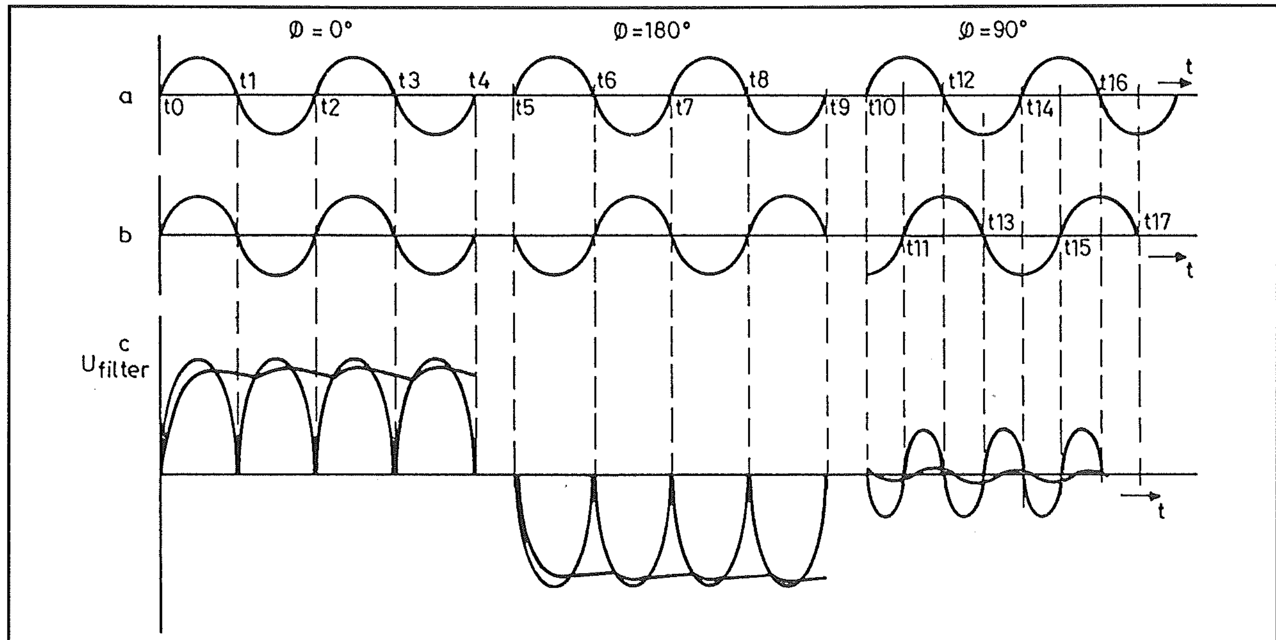



| a | b | c |
|---|---|---|
| + | + | + |
| + | − | − |
| − | + | − |
| − | − | + |

**Figuur 3/16.3-4:** Het symbool en de fundamentele werking van een analoge vermenigvuldiger.

Dank zij deze eigenschappen kan men een analoge vermenigvuldiger gebruiken als fase-comparator. Het grote voordeel van de schakeling is dat men kan werken met sinusvormige spanningen!
Het in figuur 3/16.3-4 voorgestelde tabelletje vertoont grote gelijkenis met de waarheidstabel van een EXOR-poort. Alvorens de werking van de schakeling grafisch te verklaren is het noodzakelijk er op te wijzen dat het product van een willekeurig getal met 0 steeds 0 is! Het zal dus duidelijk zijn dat de uitgangsspanning van een analoge vermenigvuldiger 0 V bedraagt als een van de ingangsspanningen door de nul gaat.
De werking wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/16.3-5.

**16.3 Alternatieve PLL-schakelingen**



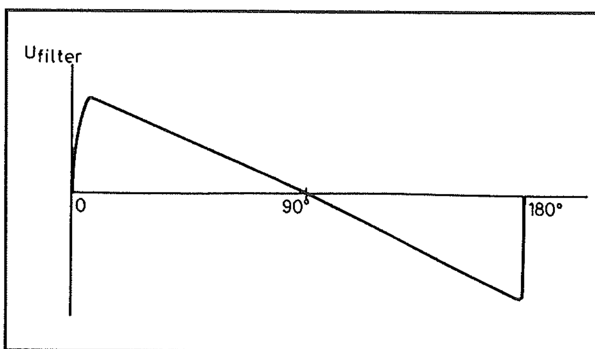

**Figuur 3/16.3-5:** De werking van de analoge vermenigvuldiger grafisch toegelicht.

In de linker grafieken wordt de situatie geschetst als beide ingangssignalen in fase zijn. Op de tijdstippen t0, t1, t2, t3 en t4 gaan de ingangssignalen door nul. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger dan ook nul zal zijn. Tussen t0 en t1 zijn beide ingangssignalen positief. Het gevolg is dat ook de uitgangsspanning positief zal zijn. Tussen t1 en t2 zijn beide ingangssignalen negatief. Het algebraïsch vermenigvuldigen van twee negatieve getallen levert echter een positief product op. De uitgangsspanning zal nu dus ook positief variëren.
Als dus de ingangssignalen in fase zijn zal de uitgang van de analoge vermenigvuldiger bestaan uit een steeds positief variërend signaal.
Ook nu wordt de uitgang van de analoge vermenigvuldiger afgesloten door een RC-filter. Dit filter zal deze positieve halve sinussen afvlakken, met als gevolg dat er over de condensator van het filter een positieve spanning ontstaat.

In de middelste grafieken wordt de situatie geschetst als beide ingangssignalen in tegenfase zijn. Omdat de momentele waarden van de twee spanningen nu steeds een tegengestelde polariteit hebben zal de uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger tussen de nulpunten steeds negatief zijn.
Het vermenigvuldigen van een positief getal met een negatief getal levert immers steeds een negatief product op. De condensator van het filter wordt nu dus maximaal negatief geladen.

In de rechter grafieken is de situatie getekend als er een faseverschil van 90° bestaat tussen de twee ingangsspanningen. De uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger gaat nu dubbel zo vaak door nul, omdat de nulpunten van de ingangsspanningen niet samenvallen. Tussen deze nulpunten zal de uitgangsspanning afwisselend positief en negatief zijn, omdat de polariteiten van de ingangsspan-

ningen afwisselend gelijk en tegengesteld zijn. Op de uitgang van de analoge vermenigvuldiger ontstaat een soort sinusspanning met de dubbele frequentie, met als gevolg dat het gemiddelde gelijkspanningsniveau van dit signaal nul is. De condensator van het filter zal even lang opladen als ontladen, zodat de spanning over de condensator een gemiddelde waarde van nul heeft.




**Figuur 3/16.3-6:** Het verband tussen de faseverschuiving tussen de twee ingangssignalen en de uitgangsspanning van het filter bij een analoge vermenigvuldiger als fase-comparator.

Als men de resultaten van de drie besproken situaties samenvat ontstaat de grafiek van figuur 3/16.3-6. Een resultaat dat zeer vergelijkbaar is met de karakteristiek van de EXOR-comparator!

Met kan besluiten dat een analoge vermenigvuldiger een ideale fase-comparator is, met als groot voordeel dat gestuurd kan worden met sinusoidale signalen. Daar is echter een maar aan verbonden. Het zal duidelijk zijn dat de uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger, wat grootte betreft, afhankelijk is van de grootte van de ingangsspanningen. Als deze dus geen constante amplitude hebben, dan zal ook de uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger een variërende amplitude hebben. De uitgangsspanning van het filter is rechtstreeks afhankelijk van de grootte van deze uitgangsspanning. Het stuursignaal voor de VCO is dus niet alleen afhankelijk van de frequentie- en fase-relatie tussen de twee ingangsspanningen, maar ook van hun grootte! Een zeer vervelende eigenschap, omdat de grootte van de ingangsspanningen dus een rol gaat spelen bij de werking van de PLL. In de praktijk kan men een dergelijke schakeling dus alleen gebruiken als men er zeker van is dat de amplitude van beide ingangssignalen over het geheel werkingsgebied van de PLL constant is.

# Alternatieve VCO's

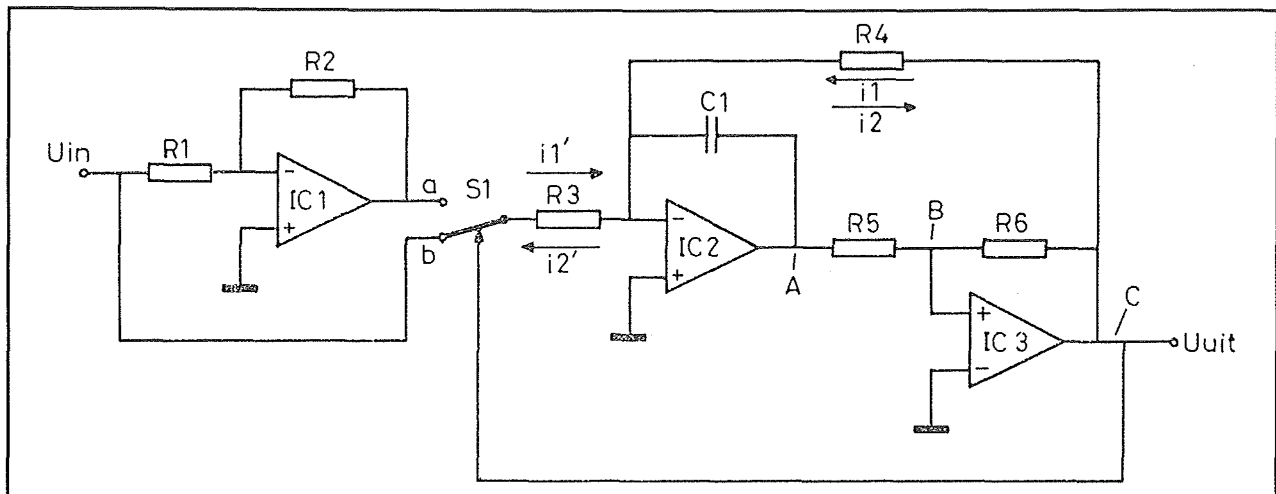
**De integrator/comparator schakeling**

Een vaak toegepast VCO-principe is dat van de integrator/comparator. Dezelfde schakeling die het hart vormt van de meeste functie-generatoren!
Het principiële blokschema is getekend in figuur 3/16.3-7.

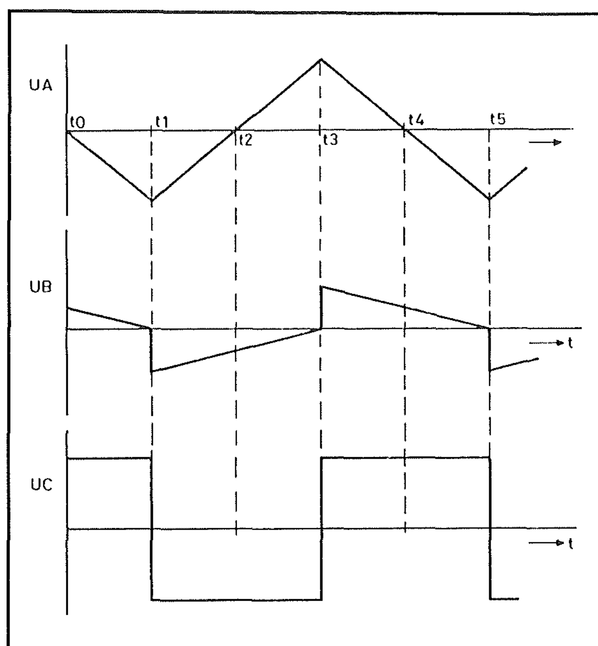
De werking van de schakeling wordt verklaard aan de hand van de grafieken in figuur 3/16.3-8.

De schakeling is samengesteld rond drie operationele versterkers. De eerste, IC1, is geschakeld als inverterende versterker met een versterking van exact -1. De tweede, IC2, is geschakeld als integrator. De ingang van deze integrator wordt via de elektronische omschakelaar S1 gestuurd met het ingangssignaal (stand b) of met het geïnverteerde ingangssignaal (stand a).

## 16.3 Alternatieve PLL-schakelingen




**Figuur 3/16.3-7:** Het principiële schema van de VCO volgens het integrator/comparator principe.




**Figuur 3/16.3-8:** De werking van de integrator/comparator.

De derde operationele versterker, IC3, is geschakeld als comparator. Deze vergelijkt de uitgangsspanning van de integrator (punt A) met de massa. De ingangsspanning $U_{in}$ is de stuurspanning van de schakeling, die de frequentie van de VCO bepaalt en die geleverd wordt door het filter van de fase-comparator.

Stel dat deze spanning gelijk is aan 0 V. De twee contacten van de schakelaar S1 staan dan beide op 0 V. Er vloeit dan geen stroom door de weerstand R3, want de inverterende ingang van IC2 ligt ook op massa-potentiaal. De niet-inverterende ingang van deze schakeling is immers rechtstreeks met de massa verbonden en iedere teruggekoppelde operationele versterker streeft ernaar het spanningsverschil tussen beide ingangen gelijk te maken aan nul.

De bespreking van de werking van de schakeling gaat uit van de veronderstelling dat op tijdstip t0 de uitgangsspanning $U_C$ van de comparator positief is. Deze spanning stuurt een stroom $i_1$ door de weerstand R4. Deze stroom zal de integrator sturen, waardoor de uitgangsspanning van deze schakeling lineair gaat dalen. Dat is namelijk de fundamentele werking van een integrator. Een dergelijke schakeling wekt een lineair variërende uitgangsspanning op, waarbij de snelheid van de stijging of daling van de uitgangsspanning afhankelijk is van de grootte van de stroom die men in de ingang van de integrator stuurt. Bovendien werkt de schake-

ling inverterend. Een positieve ingangsstroom wekt een negatief variërende (dus dalende) uitgangsspanning op. Het gevolg van een en ander is dat de uitgangsspanning $U_A$ van de integrator lineair gaat dalen.
Dat kan als volgt verklaard worden. De stroom $i_1$ kan alleen via de condensator verder vloeien. De operationele versterker heeft immers een zeer hoge ingangsimpedantie. De stroom die door de condensator vloeit heeft tot gevolg dat dit onderdeel lineair gaat opladen. Maar omdat de linker plaat van dit onderdeel aan de massa ligt (aan de inverterende ingang van IC2) kan het niet anders of de uitgangsspanning van de condensator gaat dalen.

Tussen de punten A en C staat een spanningsdeler, samengesteld uit de weerstanden R5 en R6. De spanning op punt B wordt bepaald door de spanningen op de uitgangen van IC2 en IC3. Op tijdstip t0 is deze spanning positief. Punt A staat immers op 0 V, punt B op een positieve spanning. Naarmate de uitgangsspanning van de integrator daalt, zal de spanning op punt B steeds minder positief worden. Op tijdstip t1 is de spanning op dat punt gedaald tot 0 V. De comparator IC3 slaat dan om. De inverterende ingang is immers met de massa verbonden. Het gevolg is dat de uitgangsspanning van IC3 negatief wordt. Dat heeft twee gevolgen. Op de eerste plaats springt de spanning op punt B ook naar een negatieve waarde. De punten A en C staan nu immers allebei ingesteld op een negatieve spanning, het kan dus niet anders dan dat het knooppunt van de spanningsdeler tussen deze twee punten ook op een negatieve spanning staat. Op de tweede plaats gaat er nu een stroom $i_2$ door de weerstand R4 vloeien, die even groot is als $i_1$, maar in de tegengestelde richting door de weerstand vloeit. De integrator rond IC2 wordt nu gestuurd met een geïnverteerde stroom. Het gevolg is dat de condensator nu gaat ontladen en dat de uitgangsspanning van de integrator gaat stijgen. Naarmate de uitgang van de integrator positiever wordt zal de spanning op punt B steeds meer de nul naderen. Op tijdstip t3 wordt de spanning op punt B gelijk aan 0 V en slaat de comparator weer om naar een positieve spanning op zijn uitgang.

Besluit. De VCO-schakeling wekt op de uitgang van IC2 een driehoekvormige spanning op en op de uitgang van IC3 een blokvormige spanning. De frequentie van deze signalen wordt bepaald door de waarde van de weerstand R4 en de waarde van de condensator C1. Deze beide onderdelen bepalen immers hoe snel de uitgangsspanning van de integrator daalt of stijgt.

Tot nu toe is uitgegaan van een ingangsspanning van 0 V. Stel nu echter dat aan de ingang van de schakeling een positieve spanning wordt gelegd. De combinatie IC1 plus S1 zal er voor zorgen dat de ingangsstroom van de integrator toeneemt. Als de comparator IC3 de stroom $i_1$ via weerstand R4 aan de ingang van de integrator aanbiedt, dan zullen de genoemde onderdelen er voor zorgen dat via R3 een tweede stroom $i_{1'}$ naar de ingang van de integrator vloeit. Beide stromen hebben dezelfde richting, met als gevolg dat de totaal-stroom van de integrator stijgt. Als de uitgangsspanning van de comparator omklapt klapt ook de schakelaar S1 om, met als gevolg dat er nu via R3 een geïnverteerde stroom $i_{2'}$ uit de integrator wordt getrokken.

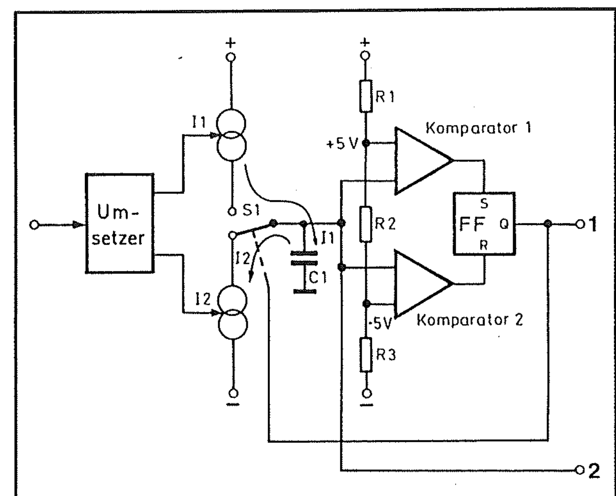
## 16.3 Alternatieve PLL-schakelingen

In beide gevallen neemt dus de laad- of ontlaadstroom van de condensator C1 in dezelfde mate toe. Het gevolg is dat deze condensator sneller wordt geladen of ontladen. De frequentie van de schakeling stijgt. Het zal duidelijk zijn dat deze frequentiestijging alleen afhankelijk is van de waarde van de weerstand R3 en de grootte van de ingangsspanning. Er bestaat dus een lineair verband tussen de frequentiestijging van de schakeling en de grootte van de positieve ingangsspanning.

Op dezelfde manier kan men aantonen dat de frequentie van de schakeling daalt als aan de ingang een negatieve gelijkspanning wordt gelegd. Ook nu bestaat er een lineair verband tussen de grootte van deze spanning en de frequentiedaling.

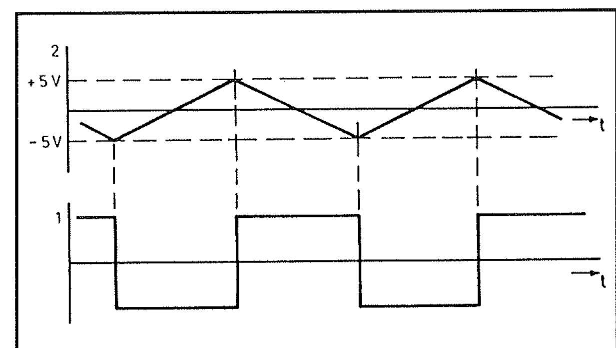
Door de ingang van deze VCO te sturen met de uitgangsspanning van het filter van de fase-comparator ontstaat een gesloten netwerk: de PLL!

**De symmetrische VCO**
Bij de symmetrische VCO, waarvan het blokschema getekend is in figuur 3/16.3-9, wordt uitgegaan van twee stroombronnen, die een condensator om de beurt laden en ontladen. De twee stroombronnen worden via een omzetter gestuurd uit het ingangssignaal. Deze schakeling zal ervoor zorgen dat beide stroombronnen even grote stromen leveren, die echter een tegengestelde polariteit hebben. De stroombron I1 levert een stroom, de stroombron I2 trekt een stroom. De waarde van deze stromen is afhankelijk van de grootte van de ingangsspanning. De spanning over de condensator wordt in twee comparatoren vergeleken met twee symmetrische drempelspanningen, in het getekende voorbeeld +5 V en -5 V. De uitgangen van deze comparatoren sturen de Set en de Reset van een type-D flip-flop. De Q-uitgang van deze schakeling stuurt de elektronische omschakelaar die de stroombronnen naar de condensator schakelt.




**Figuur 3/16.3-9:** Het blokschema van de symmetrische VCO.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/16.3-10.




**Figuur 3/16.3-10:** De werking van de symmetrische VCO.

Stel dat de condensator volledig ontladen is en dat de schakelaar S1 in de bovenste stand staat.

**16.3 Alternatieve PLL-schakelingen**

De bovenste stroombron levert dan een stroom $I_1$ die de condensator lineair gaat laden. De spanning over dit onderdeel stijgt lineair. Na een bepaalde tijd is de spanning over de condensator gestegen tot +5 V. De bovenste comparator klapt om, zijn uitgang stuurt de Set van de flip-flop, de uitgang Q van deze schakeling wordt positief. Deze spanning stuurt de elektronische omschakelaar met als gevolg dat deze omklapt. De condensator wordt nu ontladen door de onderste stroombron met een stroom $I_2$. De spanning over de condensator gaat dalen. Na een bepaalde tijd wordt deze spanning gelijk aan -5 V. De onderste comparator klapt om, zijn uitgang stuurt de Reset van de flip-flop. De Q-uitgang wordt negatief, de omschakelaar klapt om en schakelt weer de laadstroom $I_1$ in.

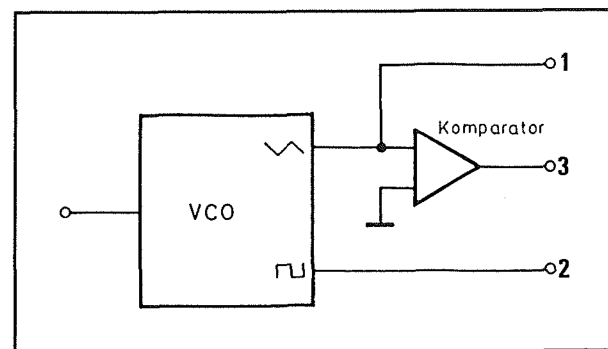
Over de condensator ontstaat dus een zaagtandvormige, volledig symmetrische spanning, terwijl de uitgang van de flip-flop een mooie symmetrische blokspanning levert.

**Het begrip "quadrature output"**

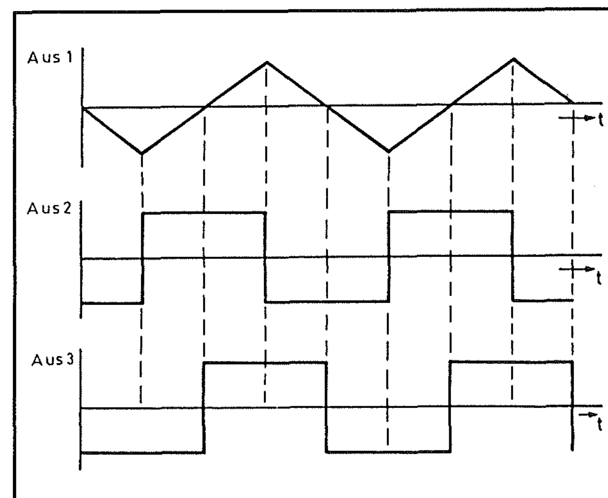
De drie besproken VCO-schakelingen leveren een driehoekvormige en een blokvormige spanning af, met een identieke faserelatie. Als de driehoekvormige spanning stijgt, dan is de blokspanning negatief. Als de driehoek daalt, dan schakelt de blok om naar een positieve spanning. Er bestaat dus als het ware een fase-verschuiving van 90° tussen beide uitgangsspanningen van de VCO's.

Voor sommige PLL-toepassingen is het echter gewenst dat er een faseverschil van 0° bestaat tussen beide uitgangen. Vandaar dat een aantal PLL-IC's een derde uitgang heeft die de "quadrature output" wordt genoemd. Op deze uitgang staat een tweede blokvormige spanning, die echter in fase verloopt met de driehoek.

Het eenvoudige principe voor het genereren van deze derde uitgang is getekend in figuur 3/16.3-11, terwijl de grafieken die bij deze schakeling horen zijn ondergebracht in figuur 3/16.3-12.




**Figuur 3/16.3-11:** De schakeling voor het genereren van de "quadrature uitgang".




**Figuur 3/16.3-12:** De werking van de "quadrature uitgang" grafisch verklaard.

De driehoek-uitgang van de VCO wordt aangesloten op een extra comparator, waarin de driehoek vergeleken wordt met de massa. Als de driehoek positief is, dan

**16.3 Alternatieve PLL-schakelingen**

levert de comparator een positieve spanning. Duikt de driehoek echter onder de nul, dan slaat de comparator om en levert de schakeling een negatieve spanning.

Op deze manier ontstaat dus een extra vierkantgolf, die in fase verloopt met de driehoek.

## 16.3 Alternatieve PLL-schakelingen

# 3/16.4

# Toepassingen van PLL-schakelingen

## Inleiding

### Talloze toepassingen

Phase Locked Loop's behoren tot de meest bruikbare schakelingen uit de analoge techniek. Er is geen elektronisch probleem te bedenken waarvoor men niet een oplossing zou kunnen verzinnen die gebruik maakt van een PLL. In dit hoofdstuk wordt een aantal schakelingen besproken, die weliswaar ook zonder het gebruik van een PLL aan de praat te krijgen zijn, maar waarin PLL's vaak aanzienlijke besparingen op onderdelen tot gevolg hebben. Om maar niet te spreken over het feit dat de schakelingen vaak eenvoudiger zijn af te regelen en veel betere specificaties hebben.

### De meest gebruikte toepassingen

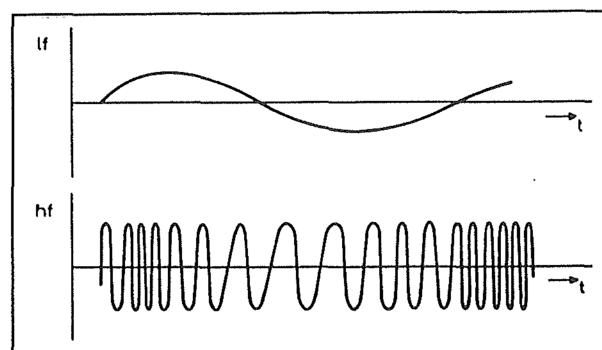
Het zou te ver gaan om in dit hoofdstuk alle denkbare toepassingen van PLL's te behandelen. Er zijn namelijk veel professionele applicaties, waar de gemiddelde doe-het-zelver nooit mee in aanraking zal komen. In dit hoofdstuk wordt daarom een selectie gemaakt van de meest gebruikte PLL-toepassingen, namelijk:

- de PLL als frequentie demodulator;
- de PLL als frequentie modulator;
- de PLL in FSK-applicaties;
- de PLL als signal conditioner;
- de PLL als galvanische scheider;
- de PLL als frequentie synthesizer;
- de PLL als spanningsgestuurde oscillator;
- de PLL als Δf-detector
- de PLL als toondecoder;
- de PLL als stereodecoder.

## De PLL als frequentie demodulator

### Inleiding

Het principe van frequentie modulatie is bekend. Een hoogfrequente draaggolf heeft in rust een bepaalde frequentie $f_0$. Als men een signaal op deze draaggolf wil moduleren zal men de frequentie van de draaggolf laten stijgen en dalen op een recht evenredige manier met de amplitude van het te verzenden signaal. Dat wordt voorgesteld in figuur 3/16.4-1.



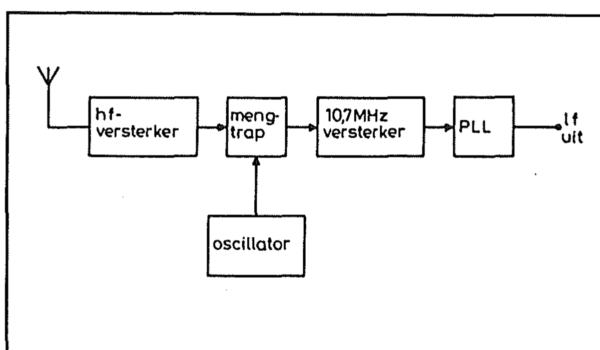

**Figuur 3/16.4-1:** Het principe van FM.

## 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen

Als de amplitude van de laagfrequente informatie stijgt, dan zal de frequentie van het FM-signaal toenemen. Wordt de amplitude van het laagfrequente signaal negatief, dan zal de frequentie van het FM-signaal afnemen. Alleen als het LF-signaal nul is zal de frequentie van het gemoduleerde signaal precies gelijk zijn aan de frequentie $f_0$, de draaggolffrequentie.
De momentele frequentieafwijking ten opzichte van $f_0$ is dus een maat voor de grootte en de polariteit van het te verzenden signaal.

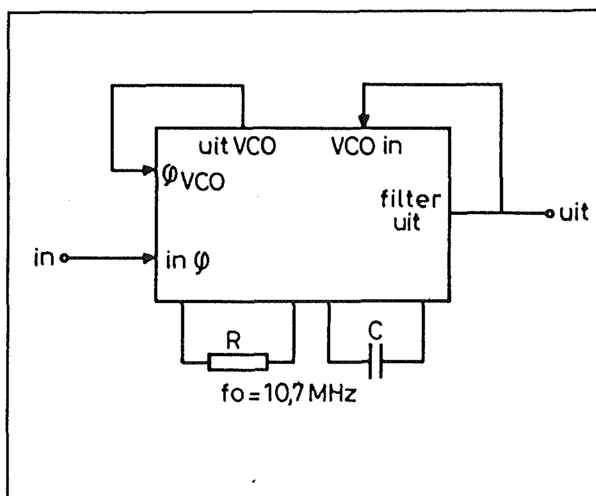
### Frequentie demodulatie met PLL

Een PLL is een ideale schakeling voor het herwinnen van de informatie uit een frequentie gemoduleerd signaal. Immers, de uitgangsspanning van het laagdoorlaatfilter is recht evenredig met het frequentieverschil tussen de eigen frequentie $f_0$ van de PLL en de frequentie van het ingangssignaal. Het volstaat dus de $f_0$ van de schakeling gelijk te maken aan de draaggolffrequentie $f_0$ van het FM-signaal!




**Figuur 3/16.4-2:** Het blokschema van een FM-ontvanger met PLL-demodulatie.

In figuur 3/16.4-2 is het blokschema getekend van een FM-ontvanger waarin het middenfrequent signaal gedemoduleerd wordt met een PLL. Het ontvangen signaal wordt, na HF-versterking, aangeboden aan een mengtrap. Hierin wordt dit signaal gemengd met het uitgangssignaal van de lokale oscillator. De menger levert een heleboel mengsignalen af, waarvan er een is dat een frequentie heeft gelijk aan het verschil tussen de frequentie van de lokale oscillator en de frequentie van het ontvangen signaal.
Door een speciale koppeling tussen de afgestemde kringen in de HF voorversterker en de oscillator zal dit frequentieverschil gelijk zijn aan 10,7 MHz.
Dit verschilsignaal wordt versterkt in de middenfrequent versterker die is afgestemd op 10,7 MHz. Nadien volgt de demodulator, uitgevoerd als PLL.
De VCO van deze schakeling is afgestemd op 10,7 MHz, zie figuur 3/16.4-3.

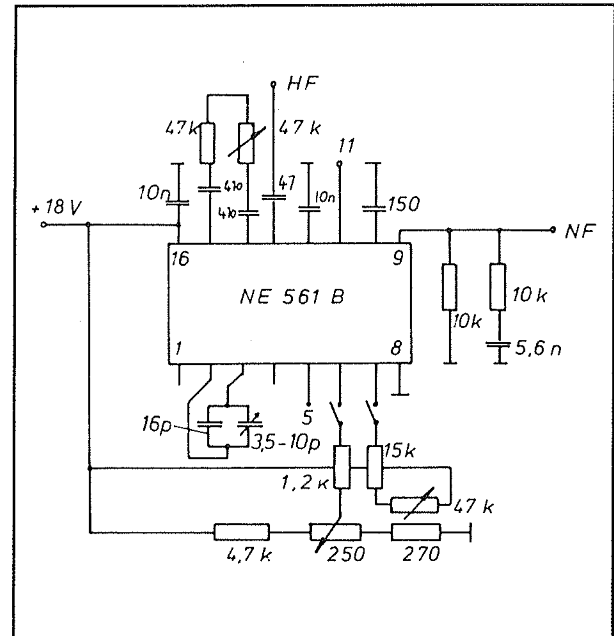



**Figuur 3/16.4-3:** De VCO van de PLL wordt afgestemd op 10,7 MHz.

Wordt geen geluidsinformatie uitgezonden, dan komt uit de MF-versterker een signaal met een constante frequentie van 10,7 MHz. De PLL locked in op dit signaal, de VCO wordt bijgeregeld tot er absolute fase- en frequentiegelijkheid ontstaat, het filter levert een stuursignaal van 0 V af.

## 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen

Bij aanwezigheid van geluidsinformatie levert de MF-versterker een signaal af met een frequentie die varieert rond de 10,7 MHz.
De PLL volgt deze frequentie-afwijking en de stuurspanning uit het filter is een maat voor het frequentieverschil tussen 10,7 MHz en de frequentie van het ontvangen signaal.

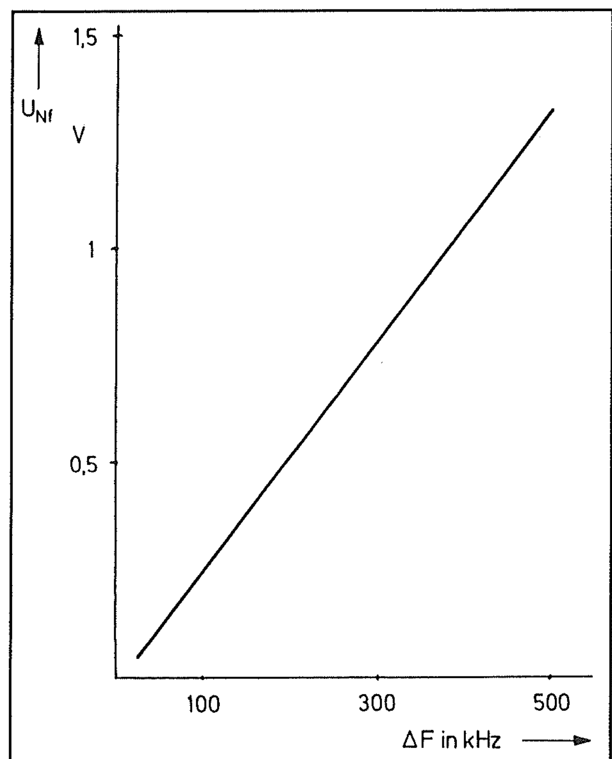



**Figuur 3/16.4-4:** Een praktische FM-demodulator voor 10,7 MHz.

### Voordelen van de PLL-schakeling

Een frequentie demodulator met PLL heeft een aantal belangrijke voordelen op andere bruikbare schakelingen.

- De lineariteit van de demodulatie wordt volledig bepaald door de lineariteit van de VCO en deze kan zeer groot zijn.
  Het gevolg is dat de demodulatie met minimale signaalvervorming uitgevoerd wordt.
- De PLL is te beschouwen als een op 10,7 MHz afgestemde selectieve versterker.
  In feite kan men de schakeling beschouwen als een MF-versterker, zodat het bij sommige toepassingen niet eens nodig is een extra MF-versterker voor te schakelen.
- Een groot voordeel van de schakeling is dat er geen spoelen noodzakelijk zijn. De FM-demodulator met PLL kan dus zeer compact opgebouwd worden. Voor sommige toepassingen, zoals modelbesturing, kan dit een groot voordeel zijn.




**Figuur 3/16.4-5:** De karakteristiek van de schakeling van figuur 3/16.4-4.

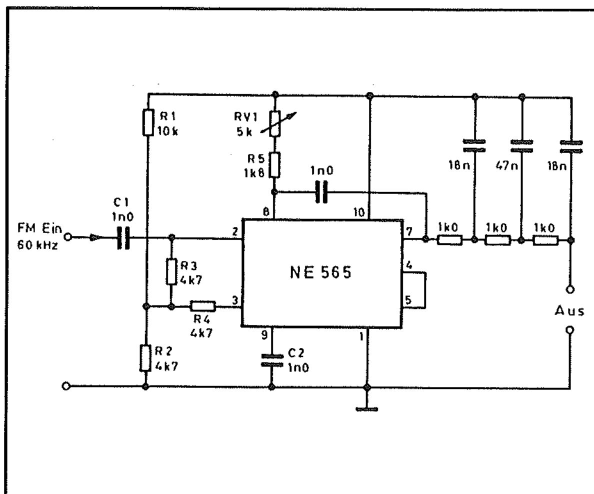
### Voorbeeldschakelingen

In figuur 3/16.4-4 wordt een praktische schakeling gegeven van een FM-demodulator met een NE 561 van Signetics. De schakeling heeft een vangbereik van ongeveer +/-500 kHz, veel meer dan met alternatieve schakelingen mogelijk is.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

De karakteristiek van deze schakeling is getekend in figuur 3/16.4-5. Hieruit blijkt zeer duidelijk de zeer lineaire werking die met PLL-demodulatoren te bereiken is. De vervorming van de schakeling bedraagt slechts 0,4 % gemiddeld over het volledige audiobereik tot 75 kHz.

In figuur 3/16.4-6 is een praktische schakeling getekend van een FM-demodulator met een NE 565. Deze schakeling is afgestemd op 60 kHz, een frequentie die vaak gebruikt wordt in modelbesturingen. Door middel van de weerstanden R1, R2, R3 en R4 worden de twee ingangen op een gelijkspanning ingesteld. Het te demoduleren signaal wordt via de scheidingscondensator C1 capacitief gekoppeld.
De frequentie van de VCO wordt met R5, C2 en RV1 op 60 kHz afgeregeld. Het uitgangssignaal van de fasecomparator (pen 7) doorloopt een laagdoorlaatfilter dat uit drie RC-netwerkjes is opgebouwd. Op deze manier wordt een volstrekt rimpelloze stuurspanning verkregen uit de uitgang van de fasecomparator.




**Figuur 3/16.4-6:** Een praktisch schema van een FM-demodulator met een NE 565.

# De PLL als frequentie modulator

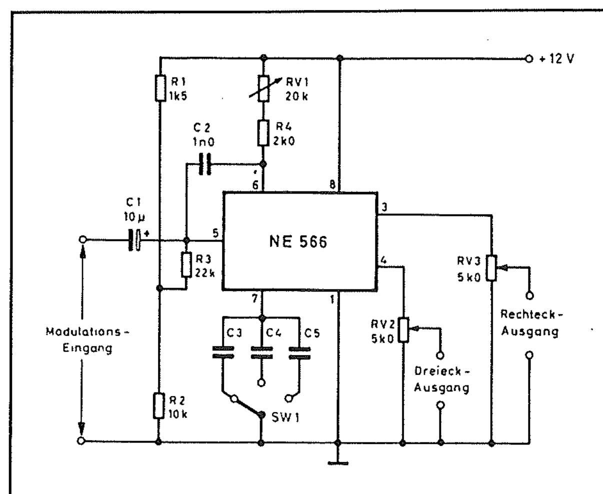
## Inleiding

Het zal duidelijk zijn dat een PLL zonder enig probleem gebruikt kan worden voor het genereren van een in frequentie gemoduleerd signaal. Een van de basisschakelingen van iedere PLL is immers een VCO, een spanningsgestuurde oscillator. Door aan de ingang van deze VCO het te moduleren signaal aan te sluiten en de eigen frequentie van de VCO af te regelen op de gewenste draaggolffrequentie ontstaat een zeer eenvoudige frequentie modulator.

Een en hetzelfde type IC kan dus gebruikt worden voor het moduleren in een zender en voor het demoduleren in een ontvanger.

## Voorbeeldschakeling

In figuur 3/16.4-7 is een voorbeeld gegeven van een zeer eenvoudige frequentie modulator met de NE 566.




**Figuur 3/16.4-7:** Een eenvoudige frequentie modulator met een NE 566.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

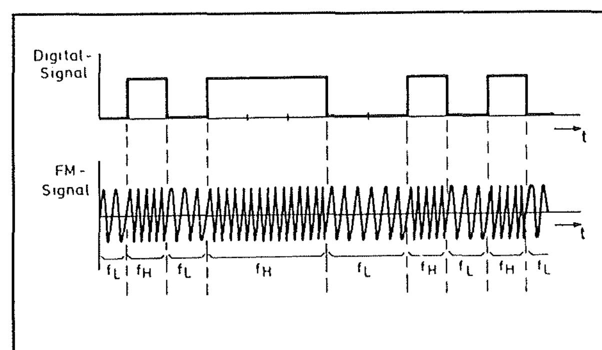
De draaggolffrequentie van de modulator is door middel van de schakelaar SW1 op drie verschillende waarden in te stellen. De instelpotentiometer RV1 dient voor het ijken van deze frequenties. Het IC wordt door middel van de spanningsdeler R1, R2 en R3 ingesteld. Het te moduleren signaal wordt via de scheidingscondensator C1 aangelegd op de stuuringang van de VCO. De schakeling levert twee in frequentie gemoduleerde uitgangssignalen af, een rechthoek op pen 3 en een driehoek op pen 4. Indien noodzakelijk kan deze laatste uitgang door middel van een niet al te scherp werkend banddoorlaatfilter in een sinus omgezet worden.

# De PLL in FSK-applicaties

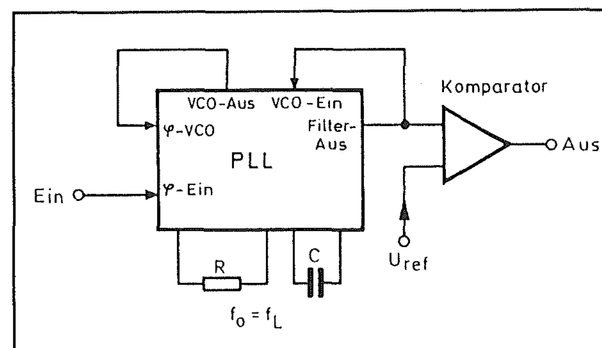
**Inleiding**
Frequency shift keying, kortweg FSK genoemd, is een techniek waarbij een digitaal signaal gemoduleerd wordt op een wisselspanning. In feite zou men kunnen spreken van een speciale frequentie modulatie. De frequentie van het gemoduleerde signaal heeft namelijk maar twee zeer goed gedefinieerde waarden. Men spreekt bijvoorbeeld af dat als het digitale signaal "L" is de frequentie van het gemoduleerde signaal gelijk is aan 400 Hz en als het digitale signaal "H" is de frequentie van het gemoduleerde signaal wordt verhoogd tot 440 Hz. Het verband tussen het digitale en het gemoduleerde signaal is weergegeven in figuur 3/16.4-8.

Op deze manier kunnen digitale signalen getransporteerd worden door zeer smalbandige systemen zoals het telefoonnet. FSK is de basis waarop de gehele modemcommunicatie is gebaseerd.

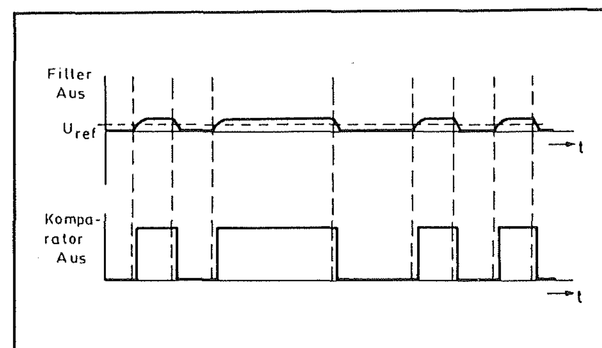
**FSK-demodulatie**
Het gemoduleerde FSK-signaal moet aan de ontvangerkant uiteraard weer worden omgezet in een digitaal signaal. Dat kan heel gemakkelijk met een PLL. Het blokschema is getekend in figuur 3/16.4-9.




**Figuur 3/16.4-8:** Het principe van FSK grafisch toegelicht.




**Figuur 3/16.4-9:** De demodulatie van een FSK-signaal.



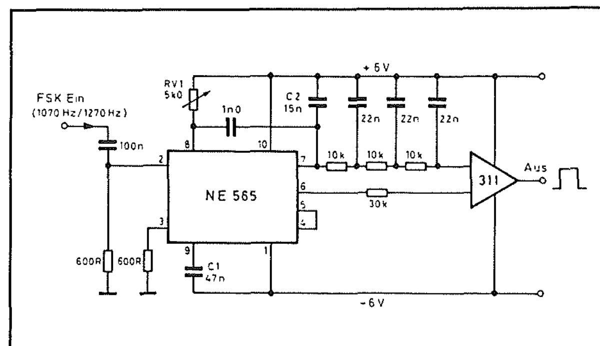

**Figuur 3/16.4-10:** De werking van de FSK-demodulator grafisch toegelicht.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken in figuur 3/16.4-10.

De VCO van de PLL wordt afgestemd op de laagste frequentie in het FSK-signaal, in dit voorbeeld dus op 400 Hz. De tweede frequentie van het signaal ligt dicht genoeg bij deze $f_0$ om er zeker van te zijn dat de PLL zal inlocken op de twee frequenties. Als een 400 Hz signaal wordt ontvangen zal de uitgang van het filter geen stuursignaal voor de VCO genereren. Wordt echter een signaal met een frequentie van 440 Hz ontvangen, dan zal de PLL de eigen frequentie daaraan aanpassen en dat kan alleen als het filter een klein regelsignaaltje aflevert.
De uitgang van het filter wordt aangesloten op één ingang van een comparator. De tweede ingang van deze schakeling wordt ingesteld op een referentiespanning $U_{ref}$. De waarde van deze referentiespanning wordt zo gekozen dat zij ongeveer gelijk is aan de helft van de uitgangsspanning van het filter. De comparator vergelijkt de twee uitgangsspanningen van het filter met de referentie en zal in het ene geval een "L" en in het andere geval een "H" genereren. De comparator levert dus een exacte kopie van het digitale signaal dat werd gebruikt om het FSK-signaal te moduleren.

**Praktische schakelingen**
In figuur 3/16.4-11 is een voorbeeld gegeven van een FSK-demodulator die werkt met draaggolffrequenties van 1070 en 1270 Hz. De schakeling wordt ingesteld met de condensator C1 en de weerstand RV1. Het te moduleren signaal wordt via een RC-filtertje aan pen 2 aangeboden. Het gemoduleerde signaal staat ter beschikking op pen 7 en wordt drie maal passief gefilterd. De gebruikte PLL van het type NE 565 levert op pen 6 een gelijkspanning af waarvan de gemiddelde waarde gelijk is aan de instelspanning op pen 7.
Het is dus bij deze schakeling zeer eenvoudig om de noodzakelijke comparator te sturen. Het volstaat de gelijkspanning op pen 6 van de NE 565 aan één ingang van de comparator te leggen en de tweede ingang te verbinden met de gefilterde uitgangsspanning van de PLL.

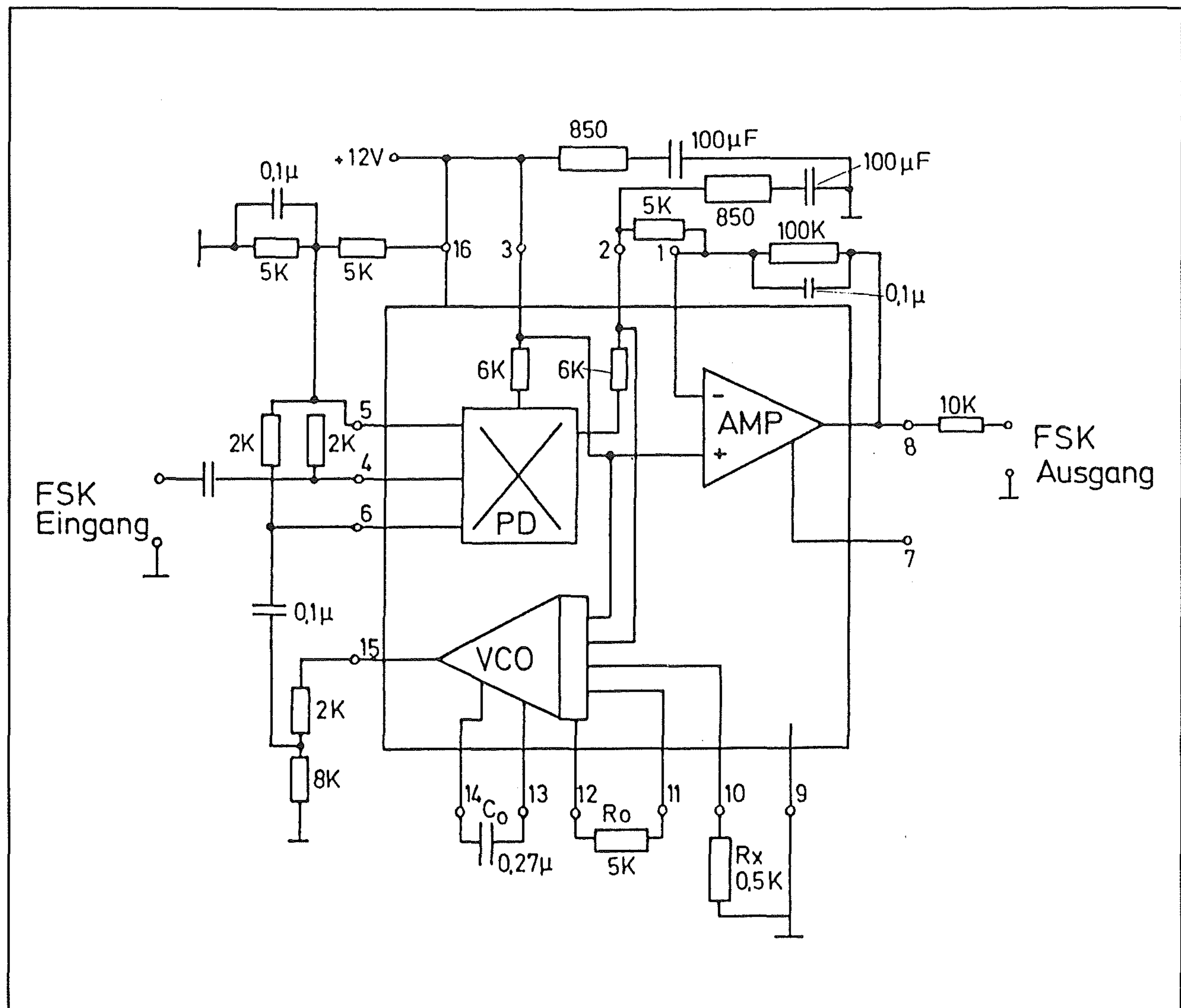



**Figuur 3/16.4-11:** Een FSK-demodulator met een NE 565.

Dat met PLL's niet te evenaren prestaties geleverd kunnen worden bewijst de voorbeeldschakeling van figuur 3/16.4-12. In deze schakeling wordt een XR-215 van Exar toegepast.
Deze FSK-demodulator is afgestemd op een basisfrequentie van 900 Hz, terwijl de frequentie-afwijking tussen "L" en "H" slechts 5 Hz bedraagt!

**FSK-modulatie**
Het zal duidelijk zijn dat de in iedere PLL aanwezige VCO uitstekend bruikbaar is om een FSK-gemoduleerd signaal te genereren.
Ook hier geldt dat men in de meeste gevallen identieke IC's kan gebruiken om het signaal te moduleren en nadien weer te demoduleren.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**



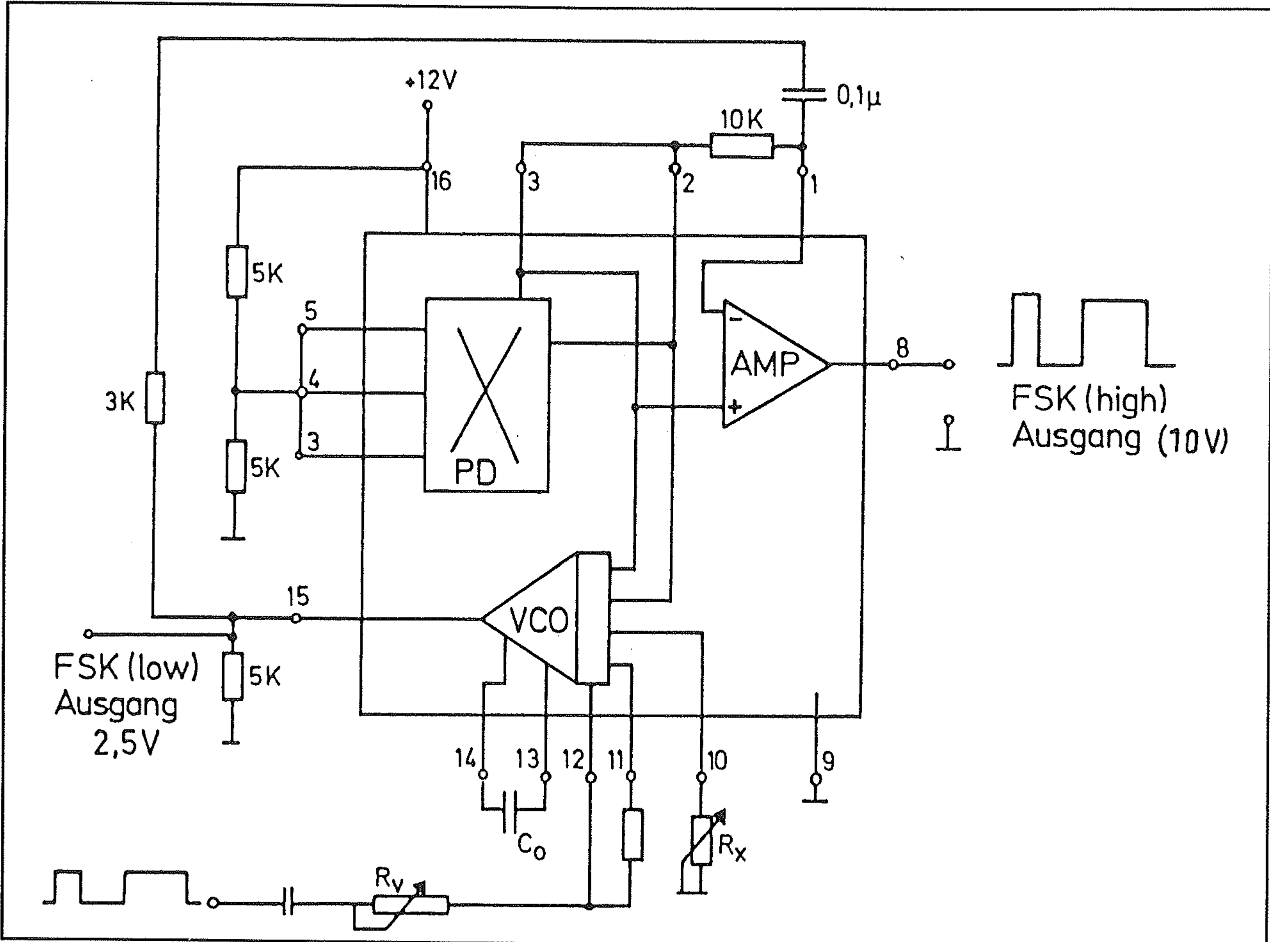

**Figuur 3/16.4-12:** Een FSK-demodulator die werkt op frequenties van 900 en 905 Hz.

Als voorbeeld wordt in figuur 3/16.4-13 een voorbeeld van een FSK-modulator gegeven, die gebruikt kan worden als zender voor de demodulatieschakeling in figuur 3/16.4-12.

Voor dergelijke toepassingen heeft men uiteraard allen de ingebouwde VCO nodig.
De fase-comparator en de eventueel ingebouwde versterker kunnen uitgeschakeld worden. De VCO wordt afgeregeld met Rx en Co.

De frequentiedeviatie wordt afgeregeld met de weerstand Rv. Deze is tussen de digitale ingang en de regelingang van de VCO geschakeld. Hoe groter deze weerstand, hoe kleiner het frequentieverschil tussen "L" en "H".

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**




**Figuur 3/16.4-13:** Een FSK-modulator opgebouwd rond een XR-215 van Exar.

# De PLL als signal conditioner

**Inleiding**
Signal conditioning is een techniek die zich bezig houdt met het "weer in goede conditie" brengen van signalen die om de een of andere reden verminkt zijn. Dat kan zijn doordat de signalen verborgen zitten in een grote hoeveelheid ruis. Maar het kan ook gebeuren doordat het medium waarlangs de signalen worden getransporteerd onbetrouwbaar werkt waardoor de signalen af en toe even wegvallen.

Signal conditioning wordt, nu steeds meer signalen over grote afstanden getransporteerd worden, steeds belangrijker. Ook bij deze techniek kan de universele bouwsteen "PLL" vaak zeer voordelig en eenvoudig toegepast worden.

**Een praktisch voorbeeld**
Als voorbeeld wordt een probleem behandeld dat zich in een praktische besturingssituatie voordeed en waarbij alleen het gebruik van een PLL de ontworpen elektronica van een roemloos einde kon redden.
Bij een bepaald kunstproject was het de bedoeling dat een groot aantal theater-

spots en bewegende objecten volledig synchroon met een op een bandrecorder geregistreerd geluidssignaal gestuurd werd.

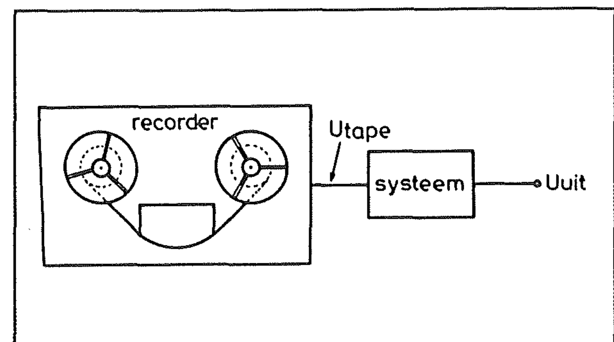
Dat werd in theorie opgelost door een constant sinussignaaltje met een onhoorbare frequentie van 19,2 kHz met het geluidssignaal te mengen.

Bij het weergeven van de band zou dit pilootsignaaltje uit het geluid gefilterd worden en gebruikt als clockpuls voor een ingewikkelde digitale chronometer, waaruit alle te besturen objecten door middel van codes op het juiste moment in en uitgeschakeld konden worden, zie figuur 3/16.4-14.

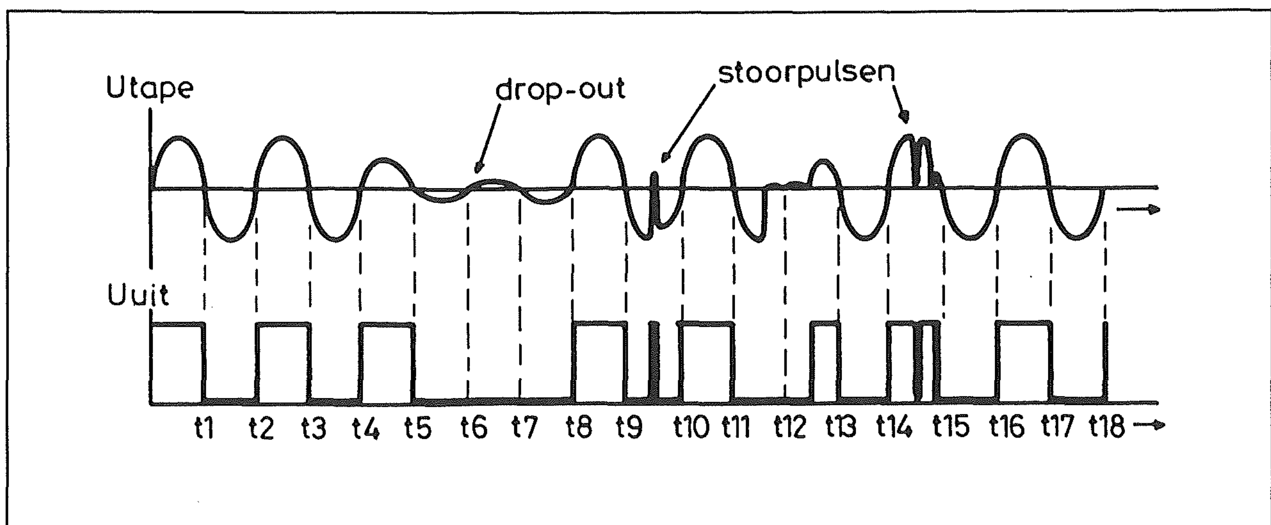
Het volledige, zeer ingewikkelde systeem werd volgens dit principe ontwikkeld, maar werkte in de praktijk volledig onbevredigend.

De kwaliteit van de bandweergave was wel goed voor normale muziek, maar niet toereikend om het constante 19,2 kHz signaaltje te herwinnen.

Zoals getekend in figuur 3/16.4-15 was het herwonnen 19,2 kHz signaal gestoord met smalle stoorpulsjes en viel het signaal af en toe even weg als gevolg van "drop-outs" op de band. Er kon dus geen mooie, betrouwbare digitale clock-puls voor het sturen van de chronometer uit dit signaal afgeleid worden. Het gevolg was dat de chronometer al na enige minuten niet meer synchroon liep met het geluid op de band.

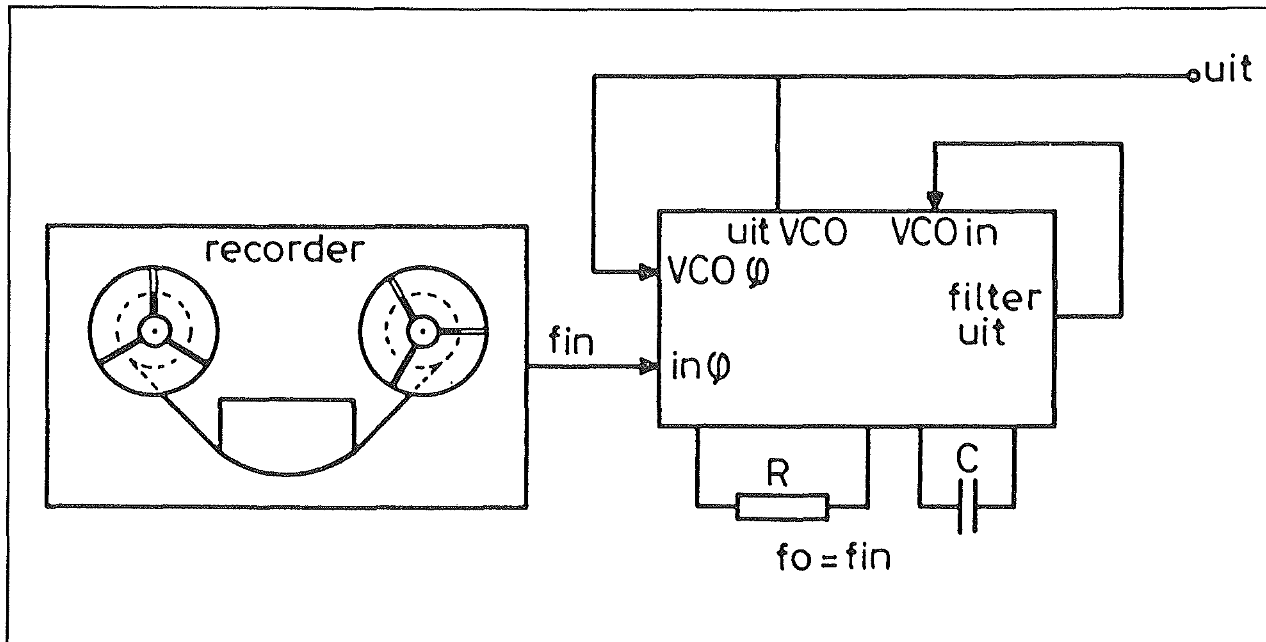



**Figuur 3/16.4-14:** Door middel van onhoorbare signalen op een band kan men in principe allerhande zaken volledig synchroon met het geluidssignaal besturen.




**Figuur 3/16.4-15:** Doordat stofdeeltjes op de band stoorpulsen en "drop-outs" in het signaal introduceren kan men dit principe echter niet zonder signal conditioning toepassen.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**




**Figuur 3/16.4-16:** Door middel van een PLL kan men in dit specifieke voorbeeld op een zeer eenvoudige manier signal conditioning toepassen.

De oplossing voor dit probleem is achter de uitgang van de recorder een PLL te schakelen, zie figuur 3/16.4-16, voorzien van een vrij grote filtertijdconstante. De eigen frequentie van de schakeling wordt afgeregeld op 19,2 kHz. De PLL lockt zonder problemen in op het van de band ontvangen referentiesignaal. Valt dit echter even weg, dan zorgt de ingebouwde traagheid van het laagdoorlaatfilter ervoor dat de PLL toch op 19,2 kHz blijft oscilleren.
Hetzelfde is het geval als het bandsignaal even wordt gestoord door een smalle stoorpuls.
De oscillatoruitgang van de PLL levert een mooie blokpuls af met een stabiele frequentie van 19,2 kHz die zonder meer rechtstreeks als clock voor de digitale chronometer gebruikt kan worden.

Dit is een eenvoudig voorbeeld van signal conditioning, maar in principe is het zelfs mogelijk met behulp van PLL-schakelingen signalen die volledig verborgen zitten in ruis te herwinnen.

# De PLL als galvanische scheider

**Inleiding**
BIj vele toepassingen is het noodzakelijk een signaal volledig galvanisch gescheiden van het systeem waarin het thuis hoort verder te verwerken. Een van de bekendste toepassingen is de INPUT/OUTPUT-kaart die men in een PC kan aanbrengen.
Dergelijke kaarten bevatten 8 tot 16 digitale in- en uitgangen die door middel van optische koppelaars volledig gescheiden zijn van de PC-elektronica. Deze volledige scheiding is noodzakelijk om de gevoelige schakelingen in een computer te beschermen tegen allerlei kruipstromen en para-

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

citaire spanningen. Het optisch doorkoppelen van digitale signalen vereist niets meer dan een eenvoudige optische koppelaar per signaal.

Veel moeilijker is het om analoge signalen galvanisch van een schakeling te scheiden. Toch komt dat probleem vaak aan de orde, bijvoorbeeld in de medische elektronica waar er vaak een rechtstreeks huidcontact bestaat tussen patiënt en apparaat. Denk maar aan bewakingsapparatuur, waarbij elektroden met geleidende pasta op de huid worden aangebracht. In dergelijke apparatuur is het verboden dat er een galvanische of ohmse verbinding bestaat tussen de elektrode en de netgevoede apparatuur.
De elektronica die achter de elektroden is geschakeld wordt dan gevoed uit batterijen en de signalen van de electroden worden, na versterking, optisch doorgekoppeld naar het basisapparaat.

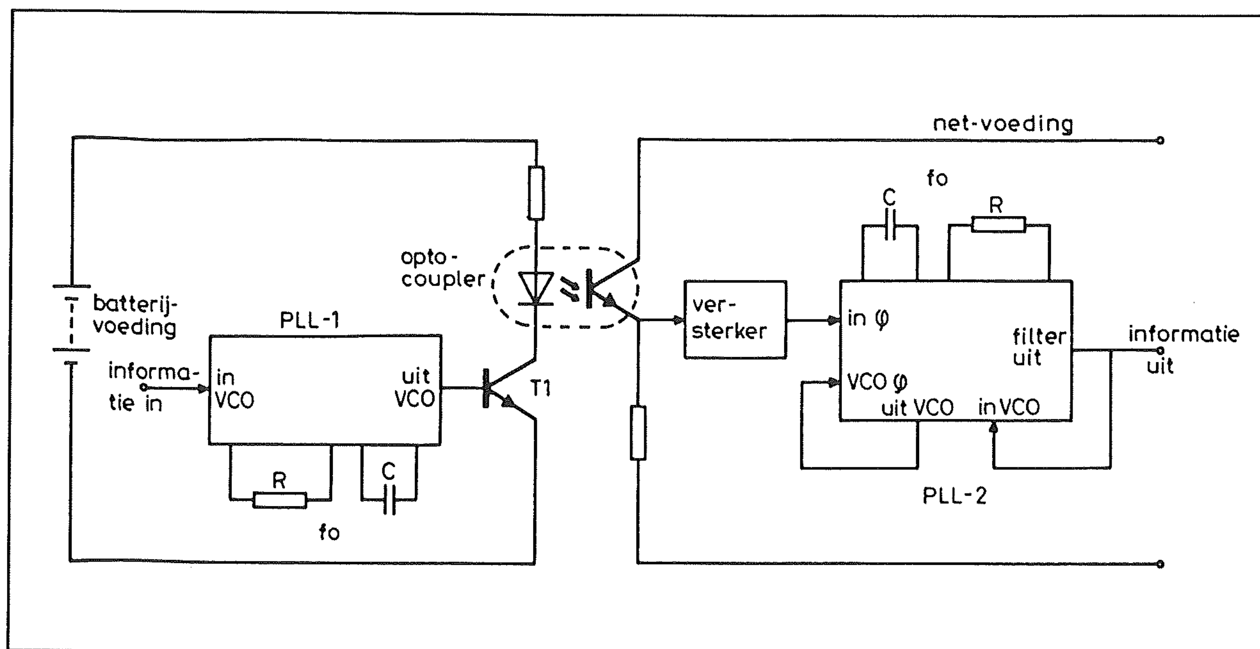
**Optische analoge scheiding met een PLL**
Dergelijke optische isolatoren die analoge signalen verwerken kunnen het eenvoudigst uitgevoerd worden met PLL's. In principe werkt het systeem, blokschematisch getekend in figuur 3/16.4-17, als frequentie modulator en demodulator.

De te verzenden signalen worden eerst versterkt en nadien aangeboden aan de VCO-ingang van de linker PLL. De VCO wordt op een bepaalde $f_0$ ingesteld. De analoge informatie zal de uitgang van de VCO in frequentie moduleren. De uitgang van de VCO stuurt via een transistortrap de LED van een optische koppelaar in geleiding en sper.
Deze optische signalen worden opgevangen door de fotogevoelige transistor in de koppelaar.

Deze halfgeleider gaat geleiden en sperren, over de emitterweerstand ontstaat een signaal waarvan de frequentie precies gelijk is aan deze die door de linker PLL wordt uitgezonden. Na versterking wordt dit signaal gebruikt als stuursignaal voor de rechter PLL. Deze staat uiteraard ingesteld op dezelfde basisfrequentie als de linker schakeling. De rechter PLL werkt dus als frequentie demodulator, op de uitgang van het filter ontstaat een analoog signaal dat gelijkvormig is aan het oorspronkelijke analoge signaal dat werd verzonden.

**Eigenschappen van het systeem**
De lineariteit van het systeem wordt alleen bepaald door de lineariteiten van de twee VCO's en kan dus zeer groot zijn. De signaalvervorming is minimaal.
Dit is een groot voordeel ten opzichte van het ongemoduleerd koppelen van analoge signalen door middel van een optische koppelaar.
De meeste optokoppelaars hebben namelijk een alles behalve lineair verband tussen de stroom die de LED voedt en de stroom die door de fotogevoelige transistor vloeit.
Deze niet-lineaire eigenschappen spelen bij het beschreven systeem vanwege de toegepaste frequentie modulatie geen enkele rol.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**




**Figuur 3/16.4-17:** Een optische isolator die analoge signalen kan verwerken.

# De PLL als frequentie synthesizer

## Inleiding

Frequentie synthese is weliswaar een vrij oude techniek, die echter tegenwoordig steeds vaker wordt toegepast. De fundamentele eigenschap van frequentie synthese is dat signalen met diverse frequenties uit één standaard referentiesignaal worden opgewekt. De frequentie van de gegenereerde signalen is hoger dan de referentie frequentie. In de meeste gevallen wordt dat referentiesignaal afgeleid uit een zeer stabiele kristaloscillator.

Frequentie synthese wordt tegenwoordig bijvoorbeeld vaak toegepast bij FM-ontvangers en korte golf ontvangers. Uit één kristal worden dan alle noodzakelijke mengsignalen afgeleid door middel van frequentie synthese.

In iedere frequentie synthesizer wordt minstens één PLL toegepast, zodat men zelfs kan beweren dat zonder PLL een heleboel moderne apparaten er heel anders zou uitzien!

## Het principe van frequentie synthese

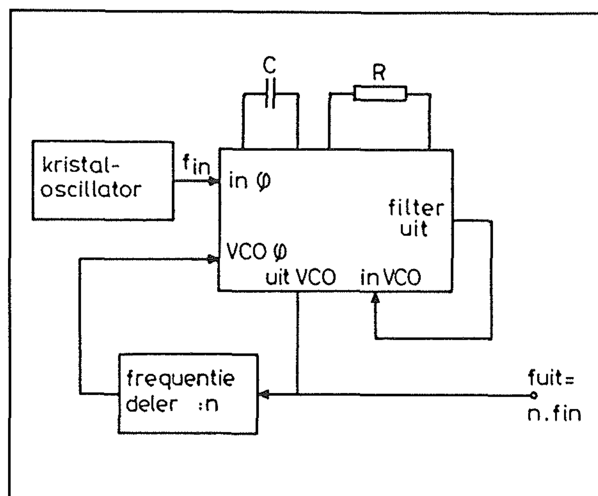
Het basisprincipe van een frequentie synthesizer is geschetst in figuur 3/16.4-18.

De uitgang van de kristaloscillator, die als referentie wordt gebruikt, stuurt een ingang van de fasecomparator van de PLL. De filteruitgang stuurt uiteraard weer de ingang van de eigen VCO. De uitgang van de VCO wordt aangeboden aan de ingang van een digitale frequentie deler. Deze deelt de frequentie van het door de VCO gegenereerde signaal door n. De uitgang van de deler stuurt de tweede ingang van de fasecomparator.
De fasecomparator vergelijkt de frequentie van de kristaloscillator met de frequentie van de deler en de PLL zal beide fre-

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

quenties aan elkaar gelijk maken. Dat kan alleen maar als de eigen VCO een signaal genereert dat n maal groter is dan de frequentie van de kristaloscillator! Als het kristal bijvoorbeeld op 1 MHz oscilleert en de deler heeft een deelfactor van 10, dan zal de VCO van de PLL een signaal genereren met een frequentie van 10 MHz.

Door nu de deelfactor van de deler variabel te maken kan men uit de ene frequentie van het kristal tientallen, zoniet honderden veelvoudfrequenties afleiden.




**Figuur 3/16.4-18:** Het basisprincipe van frequentie synthese met behulp van een PLL.

### Eigenschappen van de schakeling

De nauwkeurigheid en constantheid van de gegenereerde frequenties hangen volledig af van dezelfde eigenschappen van het toegepaste kristal. Maar het zal anderzijds duidelijk zijn dat bij dergelijke toepassingen zeer hoge eisen worden gesteld aan de lineariteit en het vangbereik van de PLL. Het is mogelijk schakelingen te ontwerpen waarbij de frequentie van het referentiesignaal over een bereik van 1 op 150 mag variëren zonder dat de PLL uit lock komt. Door gebruik te maken van speciale PLL's die ontworpen zijn voor hoogfrequent toepassingen is het op deze manier mogelijk HF-oscillatoren te ontwerpen voor gebruik in zenders en ontvangers.
Het volledige afstembereik van bijvoorbeeld 1 tot 150 MHz kan dan ingesteld worden door de frequentie synthesizer te sturen met een laagfrequent signaal tussen 1 en 150 kHz!

Men kan tegenwoordig vrij simpel digitale frequentiedelers ontwerpen, waarbij de deelverhouding tussen 1 en 10.000 is in te stellen door middel van een aantal schakelaars. Gebruikt men deze delers in een frequentie synthesizer, dan kan de afstemfrequentie van een ontvanger zeer snel en nauwkeurig door middel van duimwielschakelaars ingesteld worden.

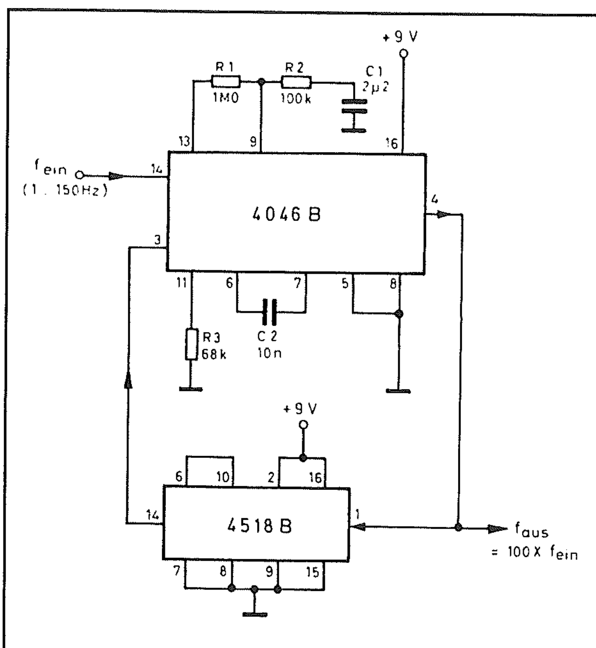
### Voorbeeldschakelingen

In figuur 3/16.4-19 wordt een frequentie synthesizer beschreven die werkt met een constante deelverhouding van 100. Het vanggebied van de schakeling bedraagt 1/150, zodat ingangssignalen met een frequentie tussen 1 en 150 Hz worden omgezet in uitgangssignalen met een frequentie tussen 100 Hz en 15 kHz.
Het CMOS-IC 4518B bevat twee tiendelers die in cascade worden geschakeld om de gewenste deelverhouding van 100 te verkrijgen.

Een dergelijke schakeling is bijzonder nuttig als voorschakelapparaat voor digitale frequentiemeters. De meeste digitale meters hebben een maximale poorttijd van 1 s. Het is dan heel moeilijk nauwkeurig zeer lage frequenties te meten. In de

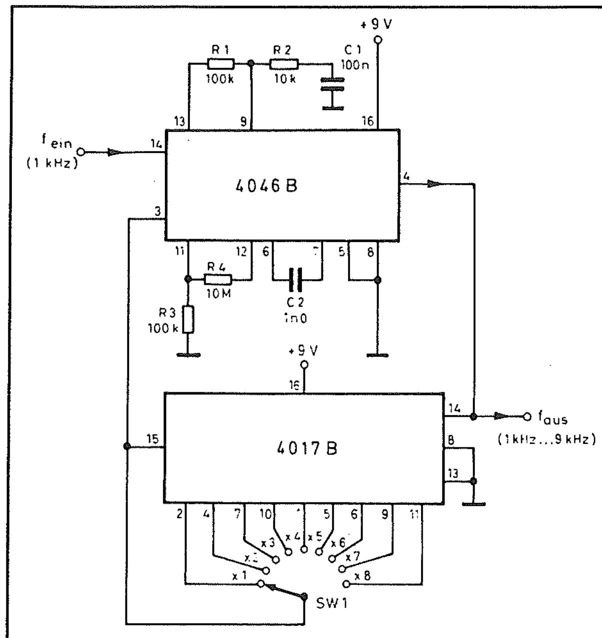
**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

beschikbare poorttijd worden dan immers maar een of twee pulsjes ontvangen, zodat de uitlezing jittert tussen 0001 en 0002 en men absoluut geen idee krijgt van de echte frequentie van het ingangssignaal. Voert men het te meten signaal echter eerst door de frequentie synthesizer, dan wordt een signaal met een frequentie van 1,45 Hz omgezet in een signaal met een frequentie van 145 Hz. Dit signaal kan goed gemeten worden met een poorttijd van 1 s en de uitlezing geeft ondubbelzinnig 0145 aan.




**Figuur 3/16.4-19:** Een frequentie synthesizer met een vermenigvuldigingsfactor van 100.

In figuur 3/16.4-20 wordt het schema gegeven van een frequentie synthesizer met een in negen stappen instelbare uitgangsfrequentie tussen 1 kHz en 9 kHz. De schakeling wordt bestuurd met een signaal met een frequentie van 1 kHz. De CMOS-deler 4017B wordt in deze applicatie ingezet als programmeerbare frequentiedeler door een van de uitgangen terug te koppelen naar de reset.

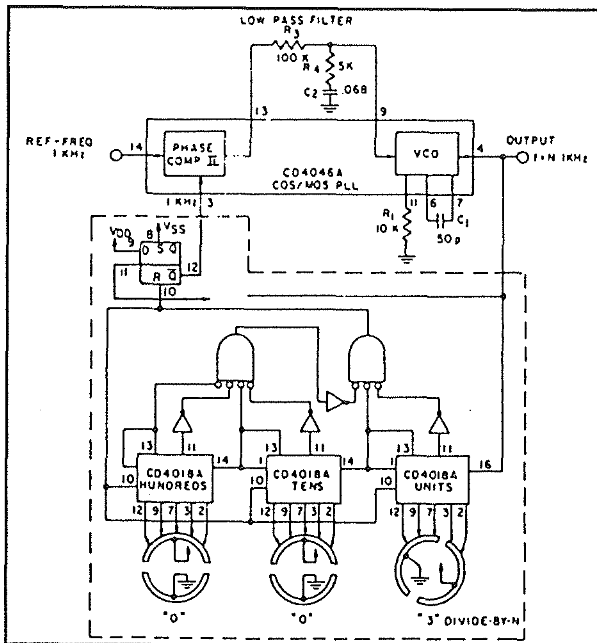



**Figuur 3/16.4-20:** Een eenvoudige instelbare frequentie synthesizer.

Een dergelijk systeem is gemakkelijk uit te breiden. Het volstaat immers delerschakelingen in cascade te schakelen. Op deze manier kan eenvoudig een deelverhouding van 1 op 999 of zelfs 9.999 worden gerealiseerd.

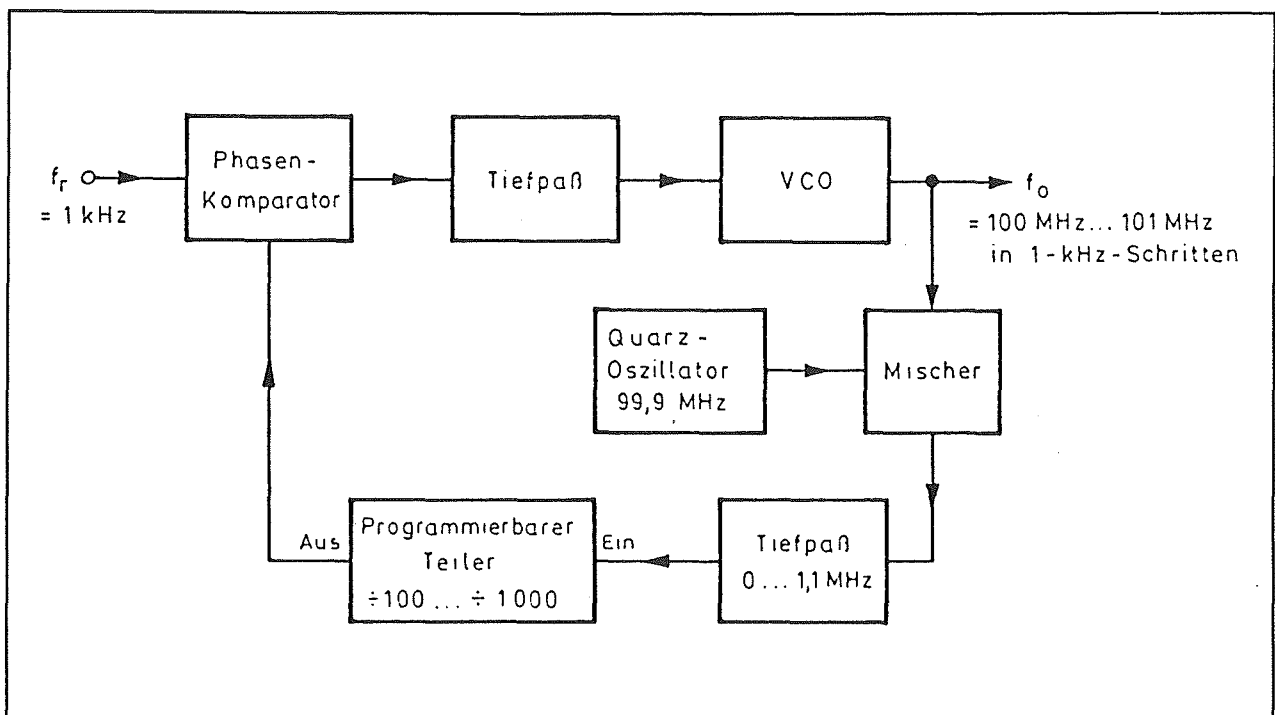
Figuur 3/16.4-21 geeft een voorbeeld van een dergelijk uitgebreid systeem. De schakeling in het gestippelde kader vormt een instelbare frequentiedeler met een deelverhouding van 3 tot 999 in stappen van 1. Deze deler is opgenomen tussen de uitgang van de VCO en een ingang van de fasecomparator van een PLL van het type 4046A. Als de ingang gestuurd wordt met een blokgolf met een frequentie van 1 kHz zal op de uitgang een signaal met een frequentie van f = N x 1 kHz ter beschikking staan, waarbij N een geheel getal is van 3 tot 999.

### 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen




**Figuur 3/16.4-21:** Een frequentie synthesizer met een vermenigvuldigingsfactor van 3 tot en met 999.

Tot slot geeft figuur 3/16.4-22 nog een schema van een hoogfrequente frequentie synthesizer die een uitgangssignaal opwekt met een in 1.000 stappen van 1 kHz instelbare frequentie tussen 100 MHz en 101 MHz. De uitgang van de VCO gaat naar een menger en wordt daar gemengd met het signaal van een kristaloscillator die oscilleert op 99,9 MHz. De verschilfrequentie, die ligt tussen 100 kHz en 1,1 MHz, gaat naar een laagdoorlaatfilter dat alleen deze frequentie doorlaat en alle overige mengproducten spert. Het signaal wordt vervolgens aan een instelbare deler aangeboden. De uitgang van deze frequentiedeler wordt dan weer in de fasecomparator van de PLL vergeleken met een referentiesignaal met een frequentie van 1 kHz. Dank zij deze mengtechniek kan men de resolutie op de frequentie van het uitgangssignaal aanzienlijk opvoeren.



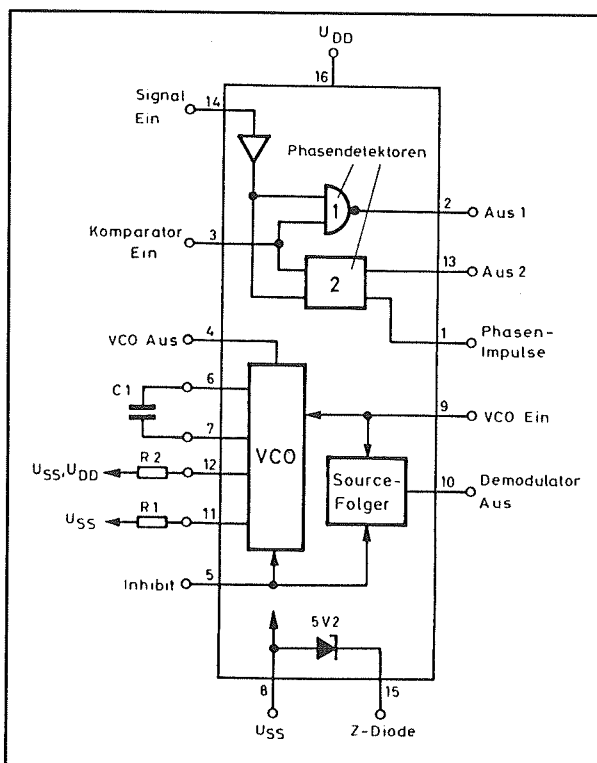

**Figuur 3/16.4-22:** Door de uitgangsfrequentie van de VCO te mengen met een vaste frequentie ontstaat een systeem waarbij men de frequentie van het uitgangssignaal in zeer kleine stapjes kan instellen.

# De PLL als spanningsgestuurde oscillator

## Inleiding

Iedere PLL-schakeling bevat per definitie een VCO, een spanningsgestuurde oscillator. Het ligt voor de hand dat men dit deel van de schakeling ook afzonderlijk kan gebruiken voor het opbouwen van allerlei soorten oscillatoren. De VCO in een PLL moet immers uitstekende eigenschappen hebben om te kunnen functioneren in de fasegekoppelde lus van de PLL.

Men kan rustig stellen dat dit deel van de schakeling vaak betere eigenschappen heeft dan de speciale VCO-IC's die ook op de markt zijn.




**Figuur 3/16.4-23:** Het blokschema van de 4046B PLL.

## De 4046B

In dit subhoofdstuk zullen enige voorbeeldschakelingen worden besproken aan de hand van een PLL van het type 4046B, een zeer universeel PLL-IC uit de standaard 4xxx-serie CMOS.

In figuur 3/16.4-23 is het interne blokschema van deze schakeling getekend.

De basisfrequentie van de VCO wordt bepaald door de condensator tussen de pennen 6 en 7 en door de weerstand tussen pen 11 en de positieve voedingspanning. De frequentie is instelbaar over een bereik van 1/1.000.000, waarbij de grens bij 1 MHz ligt.

De VCO-ingang op pen 9 heeft een zeer hoge ingangsimpedantie, zodat het mogelijk is de schakeling uit hoogohmige bronnen rechtstreeks aan te sturen. Deze ingang is bovendien aangesloten op een interne sourcevolger met uitgang op pen 10, zodat het mogelijk is het hoogohmige stuursignaal voor de VCO laagohmig van het IC af te takken voor meetdoeleinden.

De VCO heeft een "INHIBIT"-ingang op pen 5, waarmee men de schakeling kan de-activeren. Deze ingang ligt normaliter aan de massa, de VCO wordt gedeactiveerd als deze ingang "H" wordt.

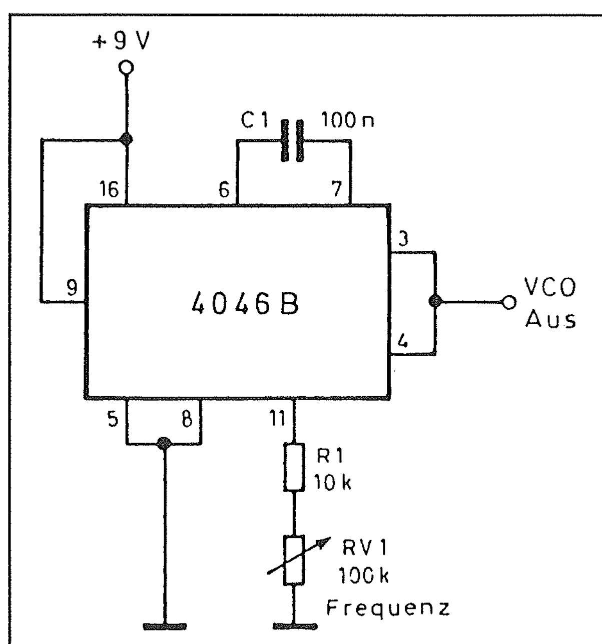
De ingebouwde zenerdiode van 5,2 V kan gebruikt worden voor het genereren van een referentiespanning voor het voeden van de potentiometer waarmee men de frequentie van de VCO instelt.

Bij het losse gebruik van de VCO is het wel noodzakelijk dat de uitgang van de VCO verbonden wordt met een van de ingangen van de fasecomparator. Laat men namelijk beide ingangen van deze schakeling open, dan zal de comparator gaan oscilleren met een frequentie van ongeveer 20 MHz. Een deel van dit signaal dringt via paracitaire koppeling door tot

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

de uitgang van de VCO, waardoor het uitgangssignaal verontreinigd wordt.

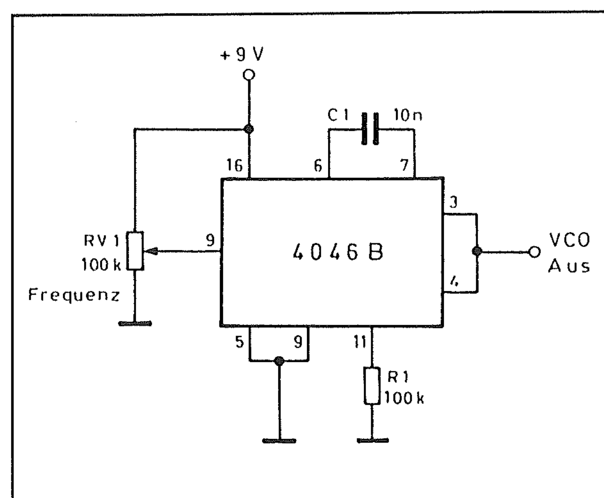
**Een eenvoudige rechthoekgenerator**
In figuur 3/16.4-24 is het schema getekend van een eenvoudige rechthoekgenerator, die oscilleert op een door middel van een weerstand instelbare frequentie.




**Figuur 3/16.4-24:** Een eenvoudige rechthoekgenerator met de VCO uit de 4046B.

Pen 9 wordt rechtstreeks met de voedingsspanning verbonden. Met de potentiometer RV1 kan de uitgangsfrequentie over een bereik van 1/10 gevarieerd worden.

**De 4046 als VCO**
In figuur 3/16.4-25 wordt het schema gegeven van een VCO met een frequentiebereik tussen 0 Hz en 1,4 kHz. De onderdelen R1 en C1 bepalen de maximale uitgangsfrequentie van de schakeling. Door de stuuringang op pen 9 te sturen met een spanning tussen 0 en +9 V ontstaat de spanningsgestuurde werking van de schakeling. Legt men de stuuringang aan de massa, dan valt de uitgangsfrequentie terug tot ongeveer 0 Hz. Of niet helemaal, de minimale frequentie bedraagt eigenlijk enige perioden per minuut.
Het effectieve bereik van de spanning op pen 9 ligt tussen de 1 en de 8 V. De potentiometer heeft dus twee dode zônes, waarin de frequentie niet varieert.

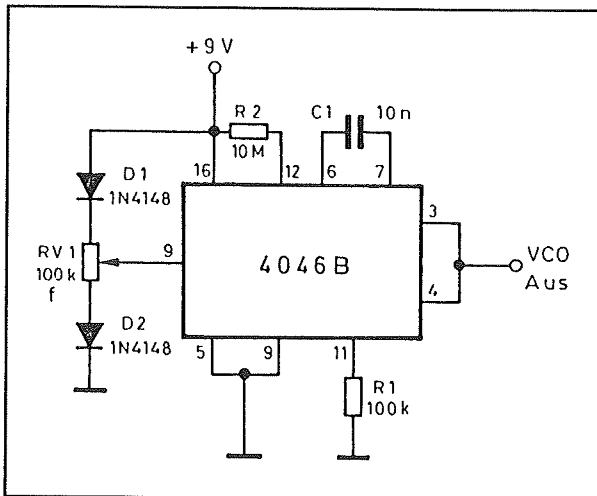



**Figuur 3/16.4-25:** Een eenvoudige spanningsgestuurde oscillator met de 4046B.

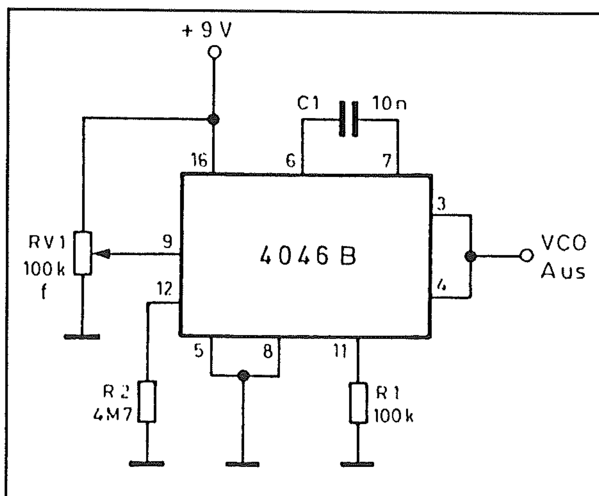
Dat probleem is op een eenvoudige manier volgens figuur 3/16.4-26 op te lossen. In serie met de potentiometers staan twee silicium dioden geschakeld. Over deze dioden valt ongeveer 0,65 V, zodat de dode zônes over deze dioden staan en het volledige regelbereik van de potentiometer bruikbaar is.

Een tweede verbetering is het aanbrengen van de hoogohmige weerstand R2. Deze zorgt ervoor dat de frequentie bij minimale spanning op pen 9 echt naar 0 Hz gaat en niet op enige pulsen per minuut blijft hangen.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**




**Figuur 3/16.4-26:** Verbeterde versie van de schakeling van figuur 3/16.4-25.

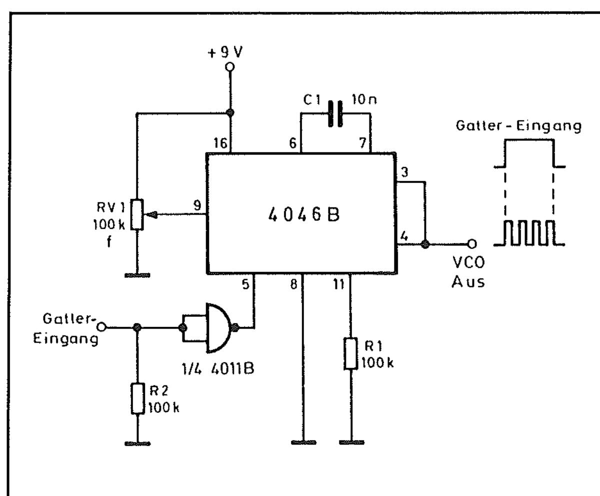



**Figuur 3/16.4-27:** Het vastleggen van de laagste frequentie op een bepaalde waarde.

In de meeste gevallen zal het niet erg veel zin hebben een schakeling te ontwerpen die vanaf 0 Hz werkt.
Met het systeem van figuur 3/16.4-27 kan men de laagste frequentie van de VCO definiëren. Dat doet men door tussen pen 12 en de massa een weerstand R2 te schakelen.
De laagste frequentie wordt nu gegeven door het product van de waarde van deze weerstand met de waarde van de condensator C1. De hoogste frequentie wordt bepaald door de condensator en de parallelschakeling van de weerstanden R2 en R1.

## VCO met gate-werking

In figuur 3/16.4-28 is het schema getekend van een VCO die gestuurd kan worden door het aanleggen van een extern signaal. Hier wordt gebruik gemaakt van de ENABLE-functie van de VCO. Door het tussenvoegen van een extra poort krijgt de GATE-ingang een positieve werking.
Als dit signaal "H" is zal de VCO oscilleren. Gaat de GATE naar "L", dan zal de schakeling geen uitgangssignaal produceren. UIteraard kunnen ook nu alle beschreven schakelingen toegepast worden voor het lineariseren van de werking van de potentiometer en voor het vastleggen van de hoogste en laagste frequenties.




**Figuur 3/16.4-28:** Een VCO met GATE-werking rond de 4046B.

# De PLL als Δf-detector

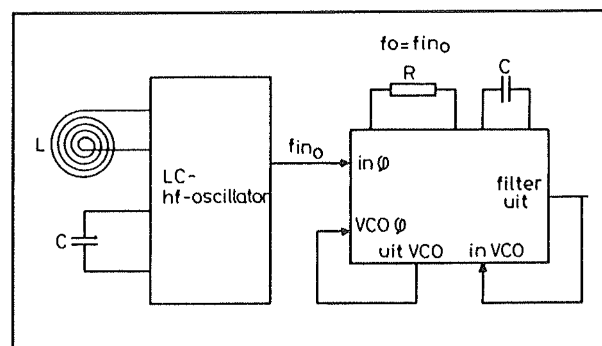
**Inleiding**

Bij vele toepassingen komt het er op aan frequentie-afwijkingen te detecteren. Als deze afwijkingen vrij groot zijn kan men met succes gebruik maken van afgestemde filters. Het filter wordt afgestemd op de normaal te verwachten frequentie. Gaat de frequentie stijgen of dalen, dan levert het filter een kleinere uitgangsspanning. Dit feit kan gedetecteerd worden door een discriminator.
Heeft men echter te maken met zeer kleine frequentie-deviaties, dan zal een afgestemd filter niet betrouwbaar genoeg werken. Hier ligt een vruchtbaar werkterrein voor de PLL! Deze schakeling is immers in staat zeer kleine frequentieafwijkingen zeer nauwkeurig en ondubbelzinnig te detecteren.

**Een voorbeeld**

Als voorbeeld van het gebruik van een PLL in dit soort toepassingen wordt het principe van de metaaldetector behandeld. Een metaaldetector bestaat, zie figuur 3/16.4-29, uit een hoogfrequent oscillator. De frequentie van de oscillator wordt bepaald door de waarde van een spoel L en een condensator C. De spoel heeft een luchtkern, is meestal opgebouwd uit vrij grote windingen en is ondergebracht in een soort stofzuigermond, waarmee men grond en muren kan afspeuren op de aanwezigheid van metalen leidingen of voorwerpen.

Brengt men de spoel in de nabijheid van een metalen voorwerp, dan zullen bepaalde eigenschappen van de spoel wijzigen. De luchtkern wordt dan immers voor een deel vervangen door een metaalkern. Het gevolg is dat de inductantie van de spoel varieert en daarmee de frequentie van de oscillator. Een frequentie-deviatie duidt dus op de aanwezigheid van een metalen voorwerp in de nabijheid van de spoel. Natuurlijk moet die frequentie-afwijking op de een of andere manier gedetecteerd worden. Dat gaat het best met een PLL, die afgestemd wordt op de vrije resonantiefrequentie van de hoogfrequent oscillator. De filteruitgang van de PLL zal de eigen VCO inlocken op deze frequentie. Wijzigt echter de frequentie van de generator, dan levert het filter een gelijkspanning af waarmee de VCO ingelocked blijft op de HF-oscillator. Deze stuurspanning kan eenvoudig worden omgezet in een detectiespanning voor het sturen van een metertje of een acoustische indicator.




**Figuur 3/16.4-29:** Het principe van een metaaldetector.

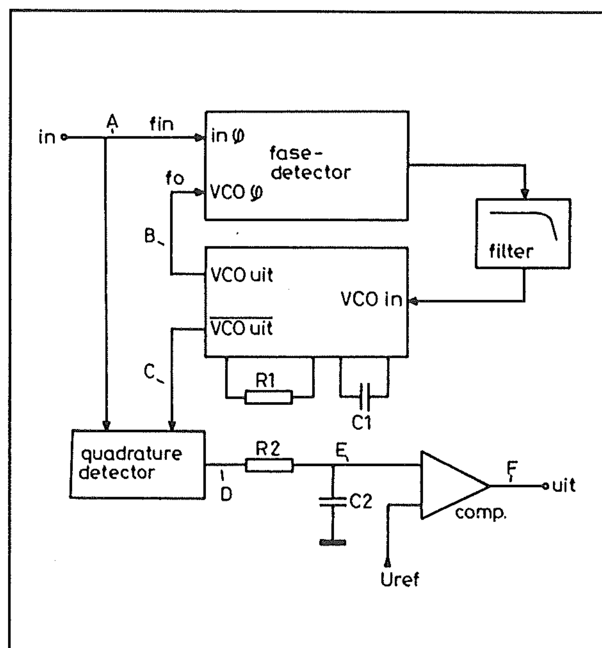
# De PLL als toondecoder

**Toonpuls besturing**

Toonpuls besturing is een reeds lang bestaande techniek, waarbij het op afstand in- en uitschakelen van apparatuur wordt gestuurd door het verzenden van toontjes met verschillende frequenties over één kabel. In vroegere tijden werd voor het

## 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen

detecteren van de verschillende toontjes zogenaamde stemvorkresonatoren gebruikt. Een stemvork heeft een bepaalde resonantiefrequentie die volledig bepaald wordt door de mechanische eigenschappen van de vork. Brengt men de vork in het magnetische veld van een met wisselstroom doorlopen spoeltje, dan zal de stemvork gaan trillen als de frequentie van de stroom gelijk is aan de eigen resonantiefrequentie van de stemvork. Men kon stemvorken met vrij scherpe resonantie-eigenschappen maken, waardoor de verschillende toontjes enige tientallen Hz uit elkaar konden liggen zonder dat de verschillende stemvorken op elkaars resonantiefrequentie gingen trillen.




**Figuur 3/16.4-30:** Het principe van toondetectie met een PLL.

Deze techniek heeft een nieuwe impuls gekregen door het ontwikkelen van het PLL-principe. Met een PLL is het mogelijk zo goed als ideale toondecoders te ontwerpen met een "resonantiebereik" of bandbreedte van slechts enkele Hz. Als zo'n systeem is afgestemd op een toontje van 400 Hz, dan zal de uitgang van de toondecoder duidelijk en ondubbelzinnig reageren als de frequentie van de toon enige Hz afwijkt.

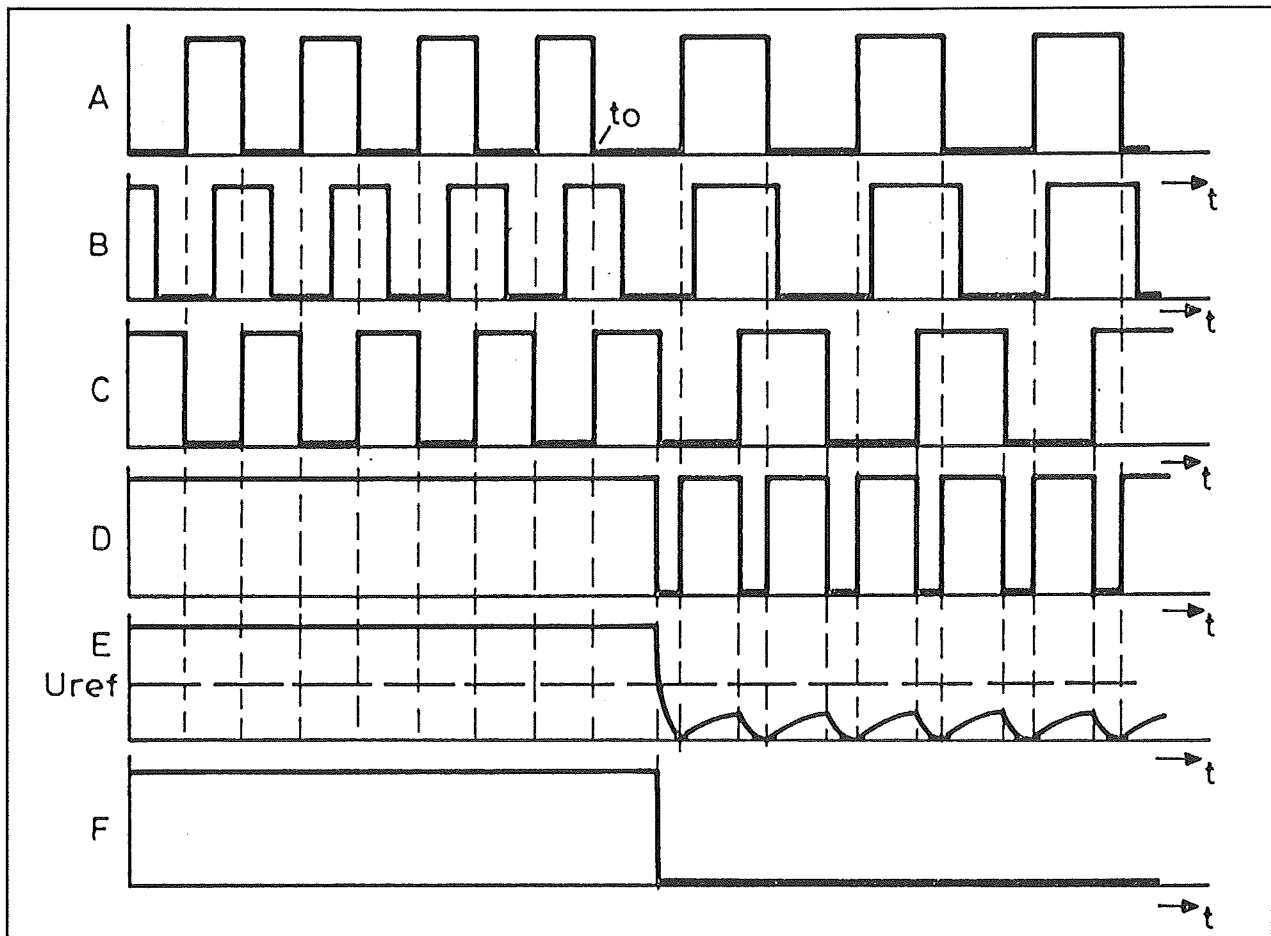
**Het principe**

In figuur 3/16.4-30 is het principe geschetst van een PLL ingezet als toondecoder.

De werking wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/16.4-31.

Stel dat de schakeling een toontje met een frequentie van 400 Hz moet detecteren. De eigen frequentie van de VCO uit de PLL wordt dan ingesteld op 400 Hz (R1/C1). Als aan de ingang een toontje van 400 Hz (signaal A) wordt aangelegd (tijd voor $t_0$ in de grafieken) zal de PLL inlocken. De VCO-uitgang (signaal B) wekt dan een blokspanning op met dezelfde frequentie, maar met een faseverschuiving van 90°. De quadrature-uitgang van de PLL (signaal C) wekt ook een blokgolf op, maar die is 90° in fase verschoven ten opzichte van signaal B. De quadrature-uitgang is dus 180° verschoven ten opzichte van het ingangssignaal A. De signalen A en C worden aangelegd aan de twee ingangen van een quadrature-detector. Dat kan een eenvoudige EXOR-poort zijn. Beide ingangen van deze poort zijn in tegenfase, het gevolg is dat op de uitgang een signaal ontstaat dat constant "H" is (signaal D). De EXOR-poort wordt afgesloten met een filtertje. Het hoge signaal laadt via de weerstand R2 de condensator C2 op. Het filter levert dus een constant hoge uitgangsspanning E af, die in een comparator wordt vergeleken met een lagere referentiespanning $U_{ref}$. Op de uitgang F van de toondecoder ontstaat een eenduidig digitaal "H" signaal.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**




**Figuur 3/16.4-31:** De werking van de schakeling van figuur 3/16.4-30 grafisch toegelicht.

Na tijdstip $t_0$ wordt de frequentie van het ingangssignaal plotseling iets verlaagd. De PLL reageert op deze verlaging en stelt een nieuw evenwicht in.
De frequentie van de VCO wordt verlaagd om ingelocked te blijven. Dat is alleen mogelijk als de faserelatie tussen de twee ingangen van de fasecomparator verandert.
Alleen dan zal het filter immers een stuurspanning voor de VCO kunnen genereren. In dit specifieke geval wordt de faseverschuiving kleiner dan 90°. De quadrature-uitgang van de VCO volgt uiteraard deze faseverandering, zodat de faseverschuiving tussen de signalen A en C kleiner wordt dan 180°.

De EXOR-poort wekt nu kleine, negatieve pulsjes op, waardoor de gemiddelde gelijkspanning op de uitgang van het filter R2/C2 aanzienlijk daalt. De gemiddelde gelijkspanning op punt E wordt kleiner dan de referentiespanning van de comparator.
Deze schakeling klapt om, de uitgang gaat naar "L".

Besluit: de schakeling van de toondecoder wekt een "H" op als de frequentie van het ingangssignaal gelijk is aan de eigen frequentie van de VCO van de PLL. Wijkt de ingangsfrequentie iets af, dan zal de detector onmiddellijk reageren met een lage uitgang.

## 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen

### Speciale toondecoder-IC's

Het principe van toondetectie is met de introductie van toonpuls telefonie weer volop in de belangstelling gekomen. Bij deze techniek worden er, bij het intoetsen van een nummer, geen pulsjes op de PTT-lijn gezet, maar toontjes met welbepaalde frequenties.

Een en ander heeft er toe geleid dat diverse IC-fabrikanten speciale IC's hebben ontwikkeld waarin alle schakelingen die nodig zijn voor een toondecoder verzameld zijn.

Een van deze speciale toondecoder-IC's is de LM 567 van National Semiconductor. Het interne blokschema van dit IC is getekend in figuur 3/16.4-32.

Het IC bevat een VCO, twee fasecomparatoren, waarvan uiteraard een als quadrature geschakeld is en een eindtrap.

De eenvoudige externe schakeling rond dit IC is getekend in figuur 3/16.4-33.

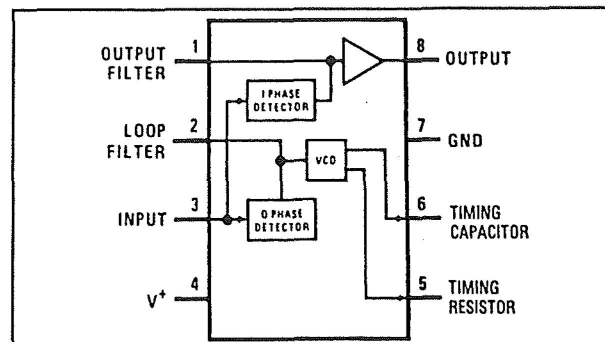
De eigen frequentie van de VCO wordt bepaald door de onderdelen C1 en Rl en wel volgens de formule:

$$f_0 \cong \frac{1}{1.1\,R_1C_1}$$

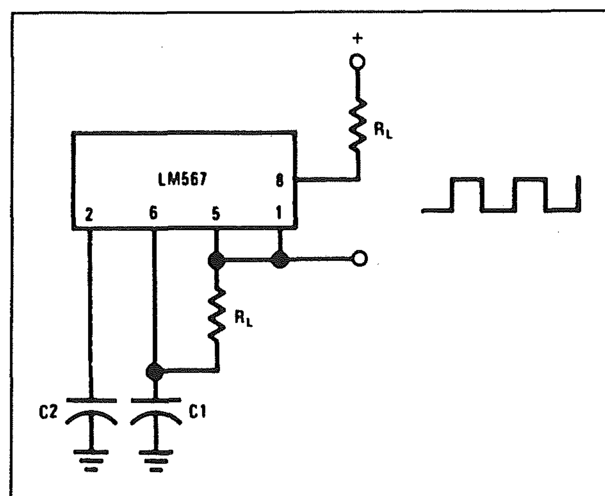
De bandbreedte van de toondecoder kan ingesteld worden door de waarde van de condensator C2 te variëren en wel volgens de formule:

$$BW = 1070\sqrt{\frac{V_i}{f_0C_2}} \text{ in \% of } f_0$$

Hoe eenvoudig het is om met dergelijke schakelingen uitgebreide toondecoders samen te stellen blijkt uit het praktische schema van figuur 3/16.4-34. Dit is het volledige schema van een toonpuls decoder voor de (Amerikaanse) PTT-norm. Maar uiteraard kan dit schema aangepast worden aan de Europese toonpulsfrequenties of kan men het schema gebruiken voor het besturen van twaalf apparaten met slechts zeven verschillende toontjes. De zeven toondecoders zijn afgeregeld op de frequenties 697, 770, 852, 941, 1.209, 1.336 en 1.477 Hz. De zeven uitgangen van de filters worden door een eenvoudig logisch netwerk, bestaande uit 12 NOR-poorten, omgezet in twaalf uitgangssignalen.

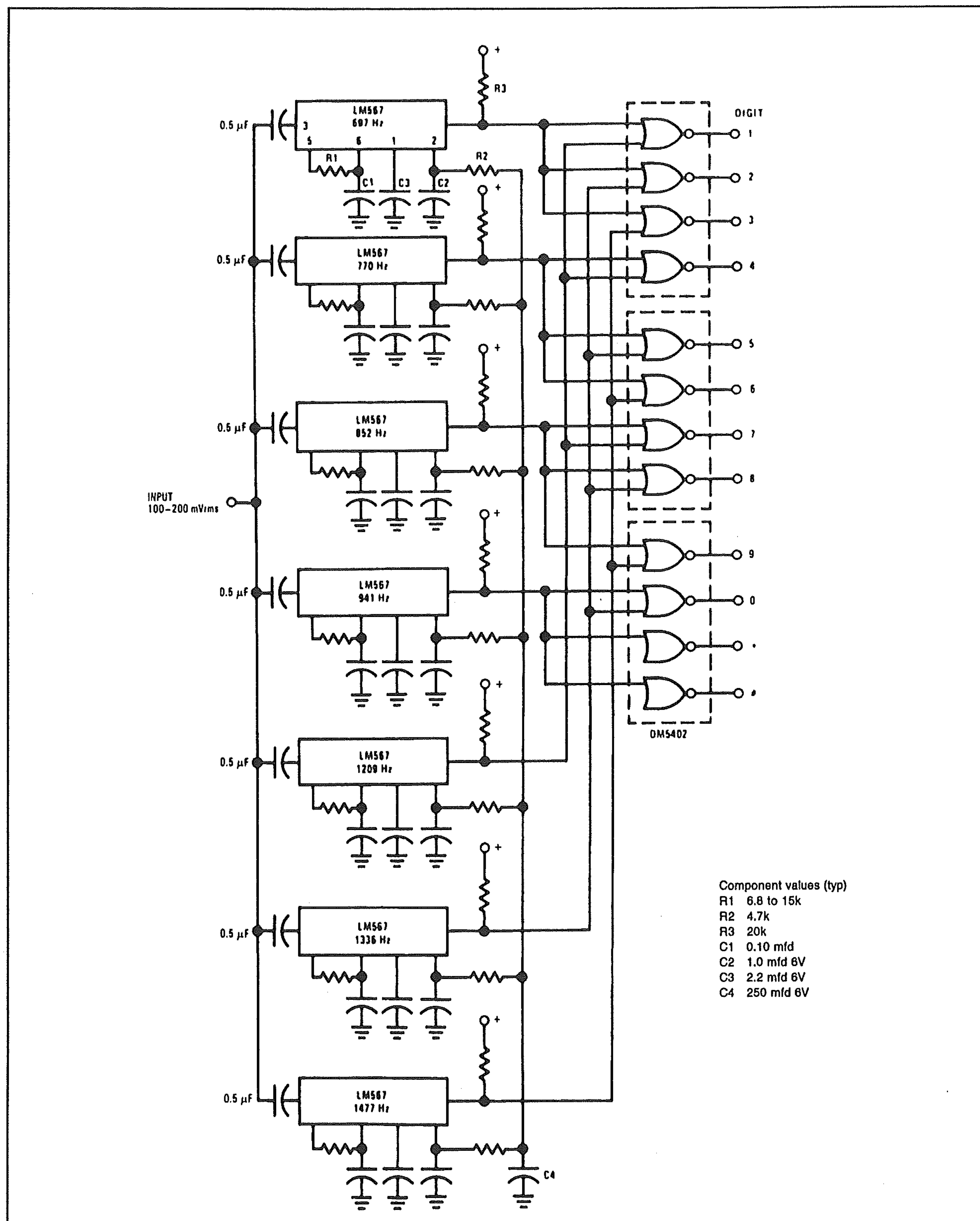



**Figuur 3/16.4-32:** De toondecoder LM 567 van NS.




**Figuur 3/16.4-33:** De basisschakeling rond de toondecoder LM 567.

## 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen




**Figuur 3/16.4-34:** Een toonpulsdecoder, samengesteld uit slechts zeven toondecoders van het type LM 567.

**16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen**

# De PPL als stereodecoder

### Inleiding

In iedere FM-ontvanger zit sinds lang een stereodecoder. Voordat er PLL's beschikbaar waren, waren dat vrij uitgebreide schakelingen met veel condensatoren en spoelen, die vrij kritisch waren af te regelen. Ook op dat gebied heeft het PLL-principe een ware revolutie ontketend. Moderne PLL-stereodecoders bevatten geen spoelen, maar één kritisch condensator en zijn af te regelen door het verdraaien van één instelpotentiometer.

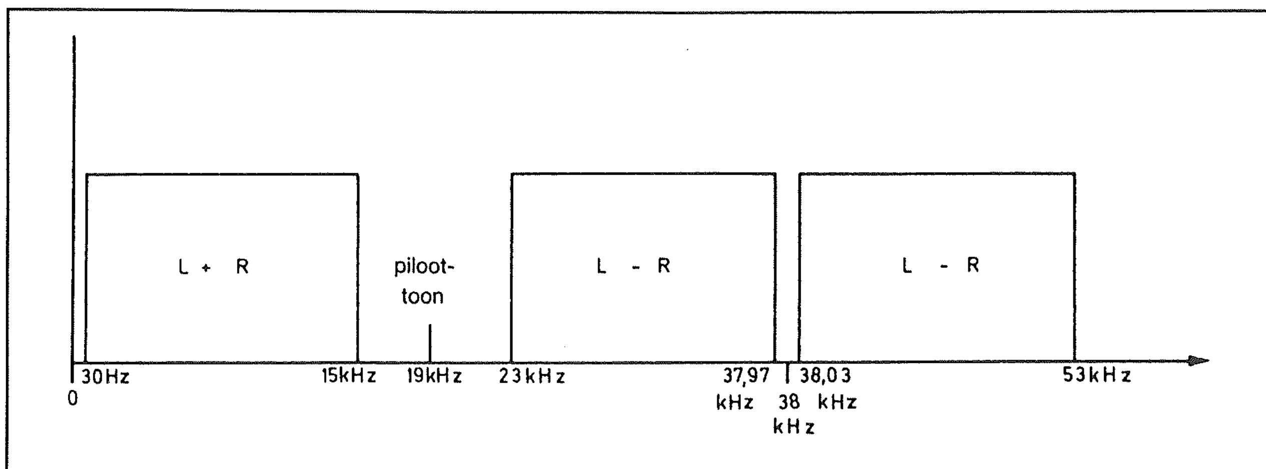
### Achtergrondinformatie

In het kort het principe van stereomodulatie. In figuur 3/16.4-35 is het door de modulator uit de linker en rechter geluidsinformatie samengestelde signaal getekend. De beide kanalen worden bij elkaar opgeteld tot het somsignaal L+R. Dit signaal wordt op de gebruikelijke manier op de hoogfrequente draaggolf gemoduleerd. De beide geluidskanalen worden echter ook van elkaar afgetrokken tot het verschilsignaal L-R. Dit signaal wordt in de modulator gemoduleerd op een draaggolf van 38 kHz. Om zeer ingewikkelde, nu niet ter zake doende redenen wordt deze draaggolf echter niet mee uitgezonden, maar volledig onderdrukt. Alleen de twee zijbanden worden uitgestraald.
In de ontvanger moet dit verschilsignaal weer gedemoduleerd worden. Maar dit is alleen goed mogelijk als de oorspronkelijke draaggolf van 38 kHz wordt hersteld. Vandaar dat, tussen de L+R en L-R informatie, een hulpsignaaltje met een vaste frequentie van 19 kHz wordt uitgezonden. Dit noemt men de stereo piloottoon. In de ontvanger wordt dit signaaltje gebruikt voor het regenereren van de draaggolf van 38 kHz.

### De PLL-oplossing

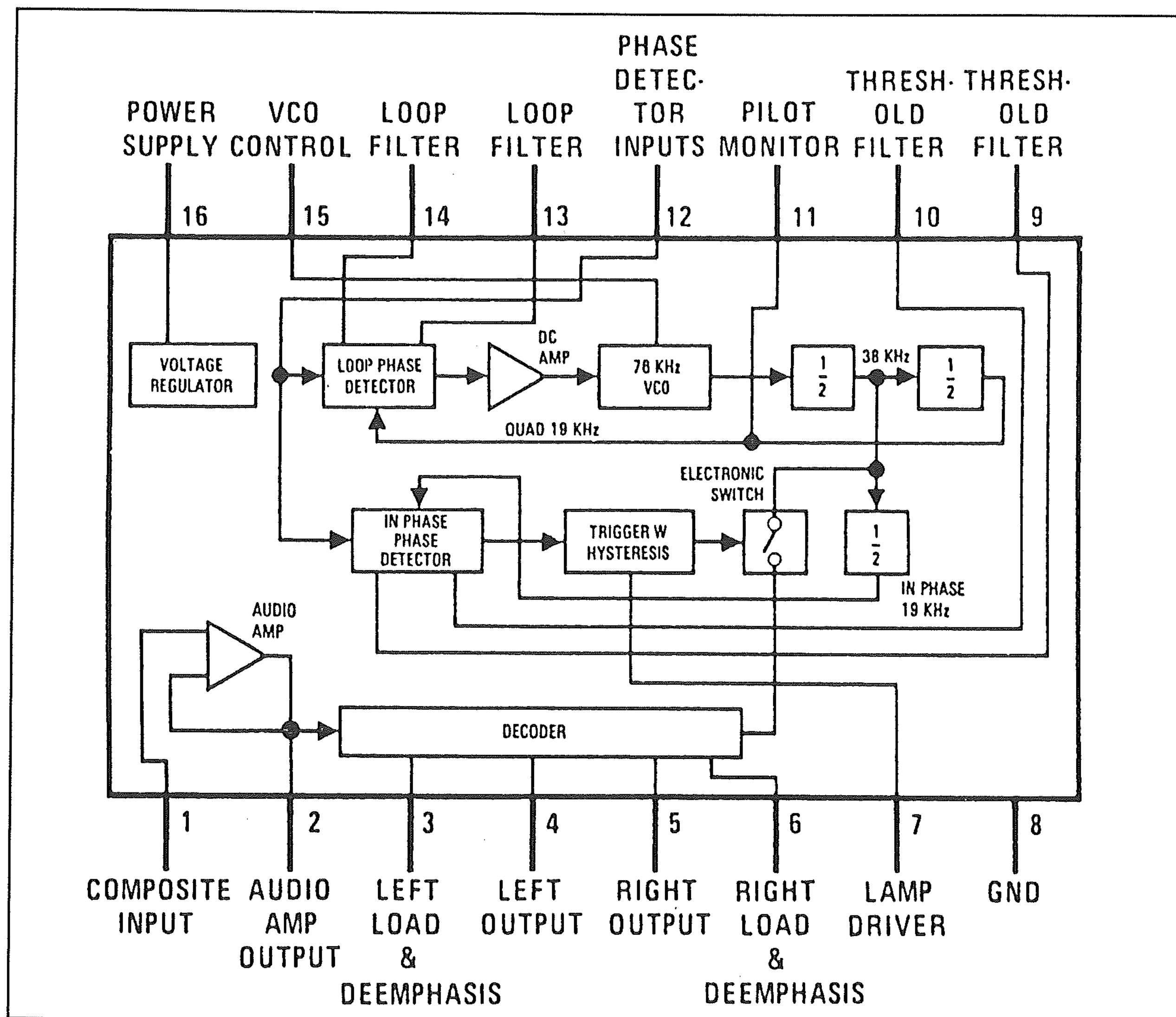
Het zal duidelijk zijn dat het uit een 19 kHz signaal afleiden van een 38 kHz signaal een koud kunstje voor een PLL is! Dat is dan ook de reden waarom moderne stereodecoders altijd met een PLL werken.

In figuur 3/16.4-36 is het interne blokschema gegeven van de LM1800, een door National Semiconductor ontworpen zeer goede stereo demodulator.




**Figuur 3/16.4-35:** Het frequentiespectrum van een stereo-FM signaal.

### 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen



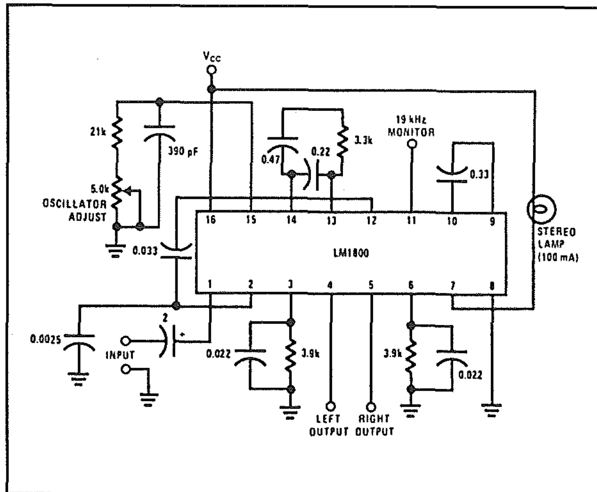

**Figuur 3/16.4-36:** Het interne blokschema van de stereo demodulator LM 1800 van NS.

Basis van de schakeling is een PLL met een VCO die wordt afgestemd op 76 kHz. De frequentie van dit signaal wordt in twee flip-flop's door vier gedeeld, zodat een signaal met een frequentie van 19 kHz overblijft.

Dit signaal wordt aan één van de ingangen van de fasecomparator gelegd.
De tweede ingang van deze comparator (pen 12) wordt gestuurd met de piloottoon van 19 kHz, die uit het ontvangen stereosignaal werd afgeleid.

De PLL werkt dus in feite als frequentie synthesizer, waarbij de frequentie van een ingangssignaal verviervoudigd wordt. Dank zij de PLL is men er zeker van dat frequentie en fase van het geregenereerde 38 kHz signaal precies identiek zijn aan deze van de onderdrukte draaggolf in de zender. Nadien kan het geregenereerde 38 kHz signaal gebruikt worden om het L-R signaal te demoduleren. Nadien kunnen met enige eenvoudige schakelingen de twee signalen L en R uit de signalen L+R en L-R afgeleid worden.

## 16.4 Toepassingen van PLL-schakelingen




**Figuur 3/16.4-37:** Het praktische schema van een stereodecoder met de LM 1800.

In figuur 3/16.4-37 is het praktische schema van een stereodecoder rond de LM 1800 getekend. Het enige dat afgeregeld moet worden is de eigen frequentie van de VCO.

Deze kan met de instelpotentiometer van 5 kΩ afgeregeld worden op 76 kHz. Dat kan uiteraard met behulp van een digitale frequentiemeter.